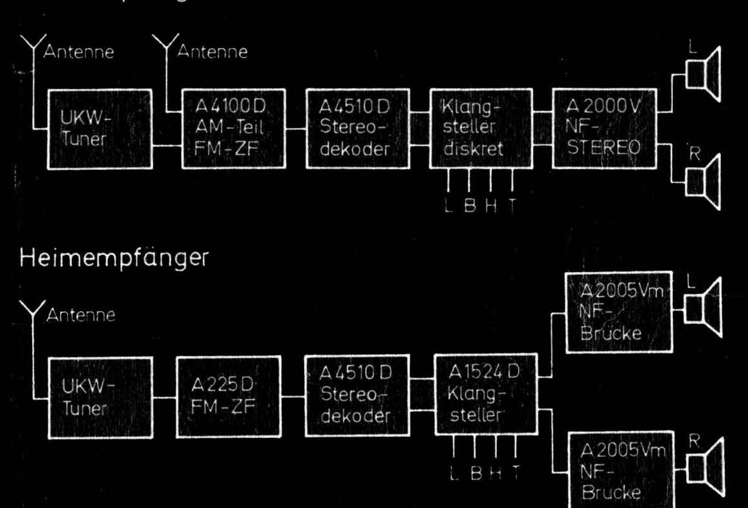
amateurreihe

electronica



Autorenkollektiv

240

Moderne integrierte Schaltkreise für Rundfunkempfänger

electronica · Band 240

AUTORENKOLLEKTIV

Moderne integrierte Schaltkreise für Rundfunkempfänger



MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

Autoren

Dipl.-Ing. Horst Jüngling
AM-FM-Empfängerschaltkreis *A 4100 D*

Dipl.-Ing. Bernhard Gutsche
FM-ZF-Verstärker mit Demodulator *A 225 D*

Dipl.-Ing. Peter Karrasch
Stereodekoder-Schaltkreis *A 4510 D*

HS-Ing. Peter Edelmann
NF-Stereo-Einstellschaltkreis *A 1524 D*

Ing. Helmut Jahn
Doppel-NF-Leistungsverstärker *A 2000 V/A 2005 V*

Moderne integrierte Schaltkreise für Rundfunkempfänger/
Horst Jüngling u. a. –
Berlin: Militärverlag der DDR (VEB), 1988. –
95 S.: 53 Bilder – (electronica: 240)

ISBN 3-327-00558-3

1. Auflage, 1988

Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Lichtsatz: Druckerei Phönix
Druck und buchbinderische Weiterverarbeitung:
Druckerei des Ministeriums für Nationale
Verteidigung (VEB) – Berlin – 30305-7
Lektor: Steffen Würtenberger
Zeichnungen: Angelika Ulsamer
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 21. September 1987
LSV 3539
Bestellnummer: 7470608
00190

Inhaltsverzeichnis

1. Vorwort

Im Rahmen der Weiterentwicklung der Mikroelektronik wurden auch für den Einsatz in der Konsumgüterelektronik neue Bauelemente mit verbesserten Eigenschaften entwickelt.
Diese Schaltkreise weisen gegenüber bisherigen Bauelementen einen höheren Integrationsgrad auf, haben verbesserte Eigenschaften bei vergleichsweise reduzierter Außenbeschaltung und ermöglichen den Aufbau einer breiten Palette von Rundfunkempfangskonzepten.
Das Anliegen des vorliegenden Heftes ist es, einem breiten Anwenderkreis, vor allem aus dem Amateurbereich, diese neuen Bauelemente vorzustellen und ihre anwendungsspezifischen Besonderheiten zu erläutern, wobei besonderer Wert auf eine praxisnahe Darstellung der Schaltungen gelegt wird.
Die Autoren sind der Meinung, daß die Behandlung von IS als sogenannte «Black Box» und das «bloße» Anschalten der Betriebsspannungen für heutige Bauelemente nicht ausreicht, so daß für einen effektiven und richtigen Einsatz – auch durch den Amateur – ein Mindestmaß an Wissen zur Innenschaltung bzw. zu den Funktionsprinzipien der integrierten Schaltkreise nötig ist.
Es werden deshalb die Eigenschaften und Kennwerte der einzelnen Bauelemente entsprechend gründlich dargestellt, so daß die jeweilige Einsatzschaltung mit dem dazugehörigen Leiterplattenentwurf dem Praktiker keine technischen Probleme bringen dürfte.
Mit den in den Einzelbeschreibungen vermittelten Kenntnissen und Hinweisen ist dem versierten Amateur auch der Neuentwurf von Schaltungen und die Realisierung sogenannter Nebenanwendungen (z. B. HF-Teil *A 4100 D*) möglich.
Zum Schluß werden auf der Basis erprobter Einzelschaltungen 2 Empfängerkonzepte näher beschrieben:
1. Stereokofferempfänger mit der Möglichkeit einer feldstärke-

abhängigen Stereo-Mono-Überblendung, wobei die Klangregelung wegen zu hohem Eigenstrombedarf der entsprechenden IS mit Transistoren ausgeführt ist.
2. Heimempfänger mit leistungsfähiger IS-NF-Endstufe in Brückenschaltung. Ausführlich wird dabei auf das qualitätsbestimmende FM-Empfangsteil eingegangen, wobei für das AM-Teil die AM-Schaltungsvariante von Pkt. 1 bzw. ein anderes frei wählbares AM-Konzept zum Einsatz kommen kann.
Durch Anpassung der Signalpegel der einzelnen Baugruppen werden für die beiden Empfänger optimale Parameter, insbesondere bezüglich des Gesamtstörabstands, gesichert.
Auf einen Leiterplattenentwurf und auf detaillierte Angaben zur Stromversorgung für diese Empfänger wird bewußt verzichtet, da die Wahl des Gehäusekonzepts und individuelle Gesichtspunkte wesentlich die mechanische Ausführung bestimmen.
Der ausführliche Quellennachweis zu den einzelnen Bauelementen ermöglicht es dem Leser, spezielle Probleme und Einzelheiten nachzulesen, die über den Inhalt dieses Heftes hinausgehen.

Frankfurt (Oder), Februar 1987

2. Eigenschaften und Einsatz der integrierten Schaltkreise

2.1. AM-FM-Empfängerschaltkreis *A 4100 D*

2.1.1. Allgemeine Eigenschaften

Im Schaltkreis *A 4100 D* ist eine komplette AM-Empfängerschaltung für den Frequenzbereich bis 30 MHz und ein davon vollständig getrennter FM-ZF-Verstärker mit Koinzidenzdemodulator, AFC-Gegentaktstromausgang und Feldstärkeindikator integriert. Diese IS wurde speziell für den Einsatzbereich Koffer- und Heimempfänger der unteren Preisklasse mit einem entsprechenden Betriebsspannungsbereich von 4,5 ... 15 V (max. 16 V) konzipiert. Abweichend von den üblichen Gehäusevarianten, befindet sie sich in einem 22poligen DIL-Plastgehäuse mit dem Reihenabstand 10 mm. Der für den *A 4100 D* geltende Typstandard ist in der TGL 43 156 [6] fixiert.
Besondere Merkmale dieser IS sind:

- eigengeregelte HF-Vorstufe mit wählbarem Regeleinsatzpunkt,
- Ausgang für die Oszillatorfrequenz,
- kapazitätsdiodengekoppelter AM-ZF-Verstärker,
- interner AM-Demodulator mit aktivem Tiefpaß,
- gemeinsamer Feldstärkeausgang für AM- und FM-Betrieb,
- Betriebsartenumschaltung über die Versorgungsspannung.

Aufgrund der speziellen Innenschaltung sind Variationen für den Einsatz im Amateurbereich im AM-Teil im wesentlichen auf das HF-Teil beschränkt, während die FM-Schaltung in den bekannten FM-ZF-Einsatzvarianten verwendbar ist.

2.1.2. Übersichtsschaltplan und Funktionsweise des *A 4100 D*

Der Übersichtsschaltplan des *A 4100 D* ist Bild 2.1 (umrahmter Teil) zu entnehmen. Die gewünschte Betriebsart wird bei dieser IS durch Anschalten der Betriebsspannung an die Anschlüsse 16 (FM) bzw. 17 (AM) aktiviert, wobei jeweils getrennte interne Stabilisierungsschaltungen die Stabilität der dynamischen Parameter und Arbeitspunkte im Betriebsspannungsbereich von 4,5...15V bewirken.

2.1.2.1. AM-Betrieb

Die Betriebsart AM wird durch Anschalten der Betriebsspannung von 4,5...15V an Anschluß 17 ermöglicht.

HF-Vorstufe/Mischstufe/HF-Regelung
Zum Erreichen einer guten Empfindlichkeit und eines entsprechenden Regelumfangs ist in der IS *A 4100 D* ein rauscharmer Differenzverstärker mit Emitter- und Kollektorstromregelung (stromgesteuerte Dioden) [1, 2] integriert, wobei der Regelumfang etwa 45dB beträgt.
Die Mischstufe ist wie üblich ein 4-Quadrantenmultiplizierer mit galvanischer Kopplung zur HF-Vorstufe. Das in der Mischstufe erzeugte ZF-Signal steht dann hochohmig am Anschluß 4 (Stromquelle, Kollektoren) zur Verfügung.

Die oben genannte Regelung wird vom Ausgang der Mischstufe gesteuert, da sich dann für den Empfänger eine sogenannte verzögerte Regelung mit Verbesserung der Gesamtrauscheigenschaften ergibt. Eine Besonderheit ist die Verwendung der AM-Betriebsspannung (17) als Referenzwert für die Regelung. Damit besteht die Möglichkeit, mit dem Gleichspannungsabfall (0...100mV) über den Einstellwiderstand R_V (Bild 2.1) den Regeleinsatzpunkt für die HF-Vorstufe zu wählen (Bild 2.3). Der Mischerausgang erfordert unbedingt die Beschaltung mit einer Spule (galvanischer Kurzschluß); eine Widerstandskopplung wie bei [1] ist nicht möglich.

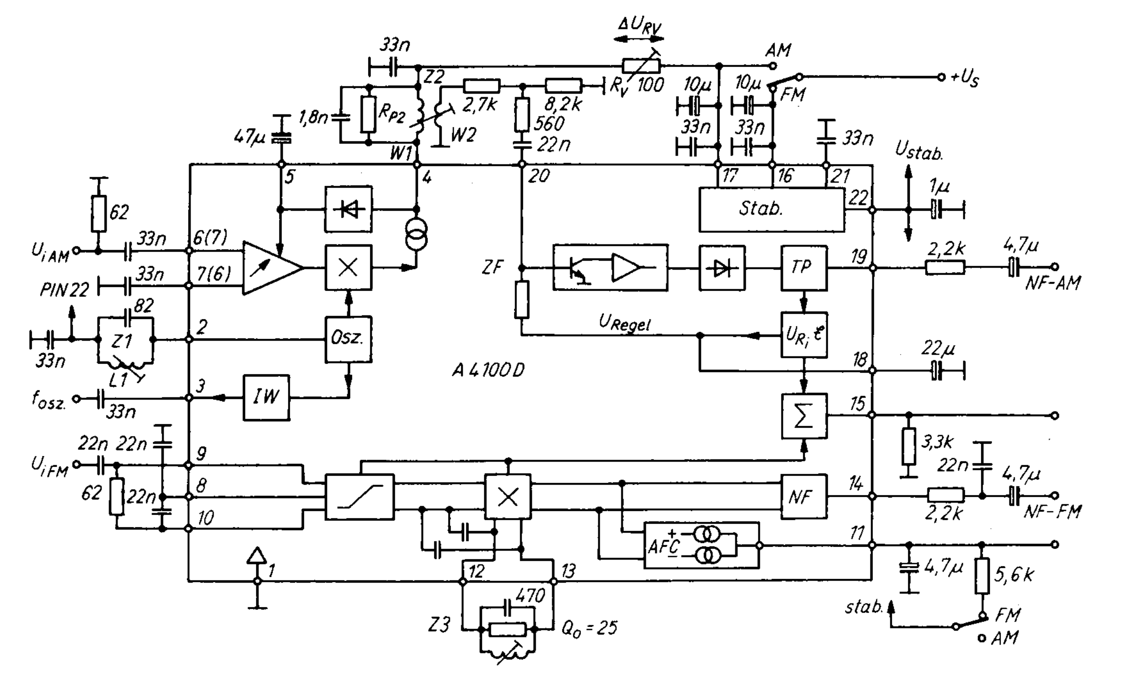


Bild 2.1 Übersichtsschaltplan und Meßschaltung nach TGL 43156

Die gleichgerichtete Ausgangsspannung des Mischers wird nach der beschriebenen Bewertung mit einem Kondensator, der mindestens 47μF haben soll, am Anschluß (5) (HF-Regelspannung) gesiebt.
Die typischen Gleichspannungspegel des HF-Teil sind:

HF-Eingangstransistoren (6,7)	1,25 V
Mischereingangsgleichspannung (4)	$U_{17} - \Delta U_{RV}$ (Bild 2.1)
HF-Regelspannung (5)	0...1,2 V

Oszillator

Die Oszillatorschaltung besteht aus einem intern rückgekoppelten Differenzverstärker mit Gleichrichtung und nachfolgender Regelung der Oszillatoramplitude.
Damit kann der äußere Oszillatorschwingkreis direkt angeschaltet werden, und es entfallen die bei älteren Konzepten [1] nötigen Spulenanzapfungen.
Die an (2) zu messende Oszillatoramplitude wird auf $U_{eff} \approx 200$ mV ausgeregelt. Zum Anschluß von Frequenzmeßschaltungen usw. kann die Oszillatorfrequenz am Anschluß (3) (Emitterfolger mit $I_E \approx 100\mu$A) rückwirkungsarm ausgekoppelt werden. Im praktischen Einsatz sind dabei größere kapazitive Lasten zu vermeiden, und der Fußpunkt der Oszillatorspule ist an den Anschluß (22) zu schalten.
Die typischen Gleichspannungspegel des Oszillatorteils sind:

Oszillatoranschluß (2)	2,8 V (≙ 22)
Oszillatorauskopplung (3)	1,3 V

ZF-Verstärker mit Demodulator, Regelung

Das ZF-Signal wird nach der Selektion mit entsprechenden Filtern in einem *C*-Diodengekoppelten, geregelten ZF-Verstärker verstärkt und in einem Eingangsspannungsbereich von etwa 50 dB ausgeregelt (Tabelle 2.1.). Der Eingangswiderstand ist dabei so gewählt, daß übliche Filter richtig abgeschlossen werden. Die ZF-Regelung erfolgt abweichend von gewohnten Konzepten [1] nur in der Eingangsstufe durch Stromabwärtsregelung des 1. npn-Transistors (Basisspannung ist am Anschluß 20 meßbar).

Durch die Kondensatorkopplung des 3stufigen ZF-Verstärkers wird dabei die nutzbare Bandbreite intern begrenzt und liegt bei 300...800kHz, so daß die ZF nur für die ZF-Verstärkung geeignet ist.
Ein integrierter Hüllkurvendemodulator demoduliert klirrarm das verstärkte ZF-Nutzsignal, wobei der Gleichstrommittelwert des Signals, mit einem Kondensator am Anschluß (18) (Regelzeitkonstante) gesiebt, den ZF-Regelverstärker zur Regelung der 1. ZF-Stufe steuert.
Das demodulierte NF-Signal wird mit einer 3stufigen aktiven Tiefpaßschaltung (Grenzfrequenz ≈ 6,5kHz) gefiltert und am Anschluß (19) durch einen Emitterfolger (Innenwiderstand ≈ 270Ω) niederohmig ausgekoppelt.
Die typischen Gleichspannungen des ZF-Teils sind:

ZF-Eingang (20)	0,65 V
ZF-Regelspannung (18)	0,7...1,6V (Bild 2.3)
NF-Ausgang-AM (19)	1,31 V

Feldstärkeanzeige
Im Verstärker für die Feldstärkeanzeige werden die Regelspannungen des HF-Teils und des ZF-Teils addiert und niederohmig am Anschluß (15) (Maximalstrom − 1,5mA) ausgekoppelt (Bild 2.4).

2.1.2.2. FM-Betrieb

FM-ZF-Betrieb erfolgt durch Anschalten der Betriebsspannung an den Anschluß (16).

ZF-Verstärker
Der ZF-Verstärker entspricht üblichen FM-Konzepten [7]; er ist als 6stufiger, symmetrischer, begrenzender Verstärker mit speziellen rauscharmen Eingangstransistoren konzipiert. Zur Anpassung an den nachgeschalteten Demodulator werden Emitterfolger eingesetzt. Die Auskopplung für die Funktion «Feldstärkeanzeige» erfolgt in der 3. und 5. ZF-Stufe.

Demodulator

Wie üblich wird ein als Koinzidenzdemodulator arbeitender 4-Quadrantenmultiplizierer verwendet, wobei die Ansteuerung des FM-Phasenschieberkreises an den Anschlüssen (12) und (13) über interne Koppelkapazitäten (*C*-Dioden) erfolgt. Die unvermeidlichen Bahnwiderstände dieser Dioden führen dabei zu einem geringen Versatz von $\Delta U_{AFC} = 0V$ und des Klirrfaktorminimums bei Einsatz des üblichen Phasenschieberkreises. Niedrigere Klirrfaktorwerte und größere Unempfindlichkeiten bei ungenauer Abstimmung werden mit einem Bandfilterphasenschieber nach Bild 2.6 erreicht.

Ausgangsverstärker, Feldstärkeanzeige, AFC

Das im FM-Demodulator gewonnene Signal gelangt nach HF-Siebung mit *C*-Dioden an die NF-Ausgangsstufe (Emitterfolger) am Anschluß (14).

Der Gleichstrommittelwert des Demodulators ist ein Maß für die Ablage der ZF-Frequenz von der Resonanzfrequenz des Phasenschieberkreises. Er wird über Stromspiegelschaltungen in ein Gegentaktstromsignal umgewandelt und steht am Anschluß (11) zur Ansteuerung von Nachstimmschaltungen (AFC) zur Verfügung ($I_{max} \approx \pm 150 \mu A$). Die Ruhespannung kann dabei zwischen + 1,5 V und − 1,5 V unter der Spannung am Anschluß (16) liegen. Für den praktischen Einsatz bietet sich die am Anschluß (22) vorhandene stabilisierte Spannung von etwa 2,8 V an. (Die maximale Belastung von (22) darf dabei 1 mA nicht überschreiten.)

Zu den Steuerspannungen aus dem ZF-Verstärker wird im Demodulator eine weitere Spannung gewonnen, und zusammen mit diesen ergibt sich die Ausgangsspannung für den gemeinsamen Feldstärkeausgang (15).

Die typischen Gleichspannungspegel im FM-Teil sind:

ZF-Eingänge (8, 9, 10)	1,58 V
Demodulatoreingang (12, 13)	2,73 V
NF-Ausgang (14)	1,92 V
Feldstärkeausgang (15)	0...3 V

2.1.3. Eigenschaften und Kennwerte des *A 4100*

Zur Dokumentation und zum Nachweis des Qualitätsniveaus von IS für den HF-Einsatz ist es üblich, eine dem typischen Einsatzfall nahekommende Meßschaltung zu verwenden. Für den *A 4100 D* ist dies die im Bild 2.1 enthaltene Beschaltung. Für reproduzierbare Meßwerte sind die Filter wie folgt abzugleichen:

Z1 – Oszillatorkreis: $f_o = 1455\,\text{kHz}$, $Q_o = 50$, ($L1 \approx 146\,\mu\text{H}$)
Z2 – Mischerauskopplung: $f_{ZF} = 455$ kHz, mit R_{p2} wird ein Leerlaufresonanzwiderstand von $11\,\text{k}\Omega$ eingestellt ($\triangleq Q_o \approx 60$), W_2 wird so abgeglichen, daß vom Anschluß (4) nach (20) eine Spannungsübersetzung von − 18 dB bei Belastung von (20) mit $3\,\text{k}\Omega$ gemessen wird: (L2 ≈ 68 μH; W2 : W1 ≈ 1 : 3,3)
Z3 – FM-Demodulatorkreis: f_o = 10,7 MHz, Q_o = 25, ($L \approx 0{,}47\,\mu\text{H}$)

Dem Amateur ermöglicht diese einfache Beschaltung die Prüfung von speziell typisierten Bauelementen, wie sie von der Industrie für Bastlerzwecke angeboten werden, an Hand der in den Tabellen enthaltenen typischen Werte.

2.1.3.1. AM-Betrieb

Die in den Tabellen 2.1. und 2.2. enthaltenen Parameter sowie die in den Bildern 2.2 bis 2.4 gezeigten Abhängigkeiten wurden bei $f_e = 1\,\text{MHz}$, $f_{NF} = 1\,\text{kHz}$; m = 0,3/0,8 und $U_S = 10\,\text{V}$ ermittelt. Tabelle 2.1. enthält allgemeine, für den variablen Einsatz typische Parameter des *A 4100 D*, mit denen die Berechnungen von Einsatzschaltungen ermöglicht werden. Der starke Frequenzgang der HF-Steilheit (− 9 dB bei 30 MHz) ist durch HF-Siebmaßnahmen in der Vorstufe begründet und stört im praktischen Einsatz nicht.
Die Empfindlichkeitswerte (Tabelle 2.2.) des *A 4100 D* sind im Vergleich zu bisherigen Konzepten [1] stark verbessert, so daß die Anpassung von Ferritantennen problemlos möglich ist. Die maximale Eingangsspannung von $U_e \approx 130\,\text{mV}$ bei $m = 0{,}8$ ist für den vorgesehenen Haupteinsatzfall ausreichend. Die in den Bil-

Tabelle 2.1. Allgemeine dynamische Parameter des HF- und ZF-Teils bei AM

HF-Teil	
Eingangswiderstand	2 kΩ
Mischsteilheit	18 mS
Oszillatorspannung an (2)	U_{eff} = 200 mV
Oszillatorausgangsspannung an (3)	U_{eff} = 250 mV
HF-Bandbreite	30 MHz (−9 dB)
Regelumfang	≈45 dB
ZF-Teil	
Eingangswiderstand	2,5 kΩ
Regeleinsatzpunkt	50 μV
Regelumfang	49 dB
maximale Eingangsspannung	32 mV
Demodulationsbandbreite	7,0 kHz
NF-Innenwiderstand	0,27 kΩ

Tabelle 2.2. Kennwerte des *A 4100 D* im AM-Bereich

Parameter		Wert
Stromaufnahme	(U_i = 0)	14 (< 20) mA
NF-Ausgangsspannung	(U_i = 20 μV; m = 0,3)	55 (> 30) mV
NF-Ausgangsspannung	(U_i = 10 mV; m = 0,3)	71 (< 130) mV
NF-Klirrfaktor	(U_i = 10 mV; m = 0,3)	1,4 %
NF-Klirrfaktor	(U_i = 10 mV; m = 0,8)	2,5 (< 4,5) %
NF-Klirrfaktor	(U_i = 100 mV; m = 0,8)	2,5 (< 10) %
Störabstand	(U_i = 10 μV; m = 0,3)	20 dB
Störabstand	(U_i = 20 μV; m = 0,3)	25,5 (> 20) dB
Regeleinsatzpunkt	(ΔHF/ΔNF = 10 dB/3 dB)	8 μV
Regelumfang	(ΔNF = +6 dB)	86 dB
max. Eingangsspannung	(k_{NF} = 10 %; m = 0,8)	135 mV
Anzeigespannung	(R_{L15} = 3,3 kΩ; U_i = 10 mV)	2,4 V
Demodulationsbandbreite		6,5 kHz

(Werte in Klammern sind Grenzwerte nach TGL *43156*)

dern 2.2 bis 2.4 enthaltenen Abhängigkeiten zeigen typische Eigenschaften des *A 4100 D*, wobei besonders die HF-Regelspannung U_5 (Bild 2.3) ein Maß für die Einstellung des Regeleinsatzpunktes mit R_V im Bild 2.1 ist. Üblich sind Werte für den HF-Regeleinsatz bei Eingangsspannungen von 100...300μV.

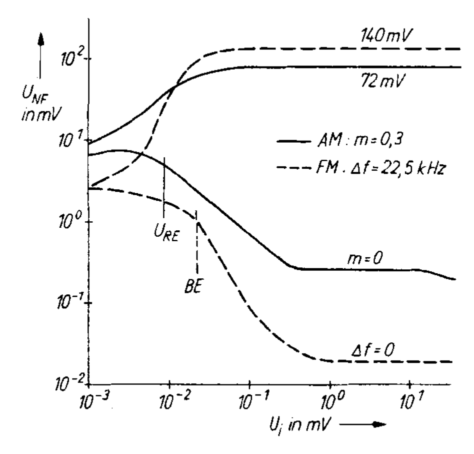


Bild 2.2
NF-Ausgangsspannung im AM- und FM-Betrieb

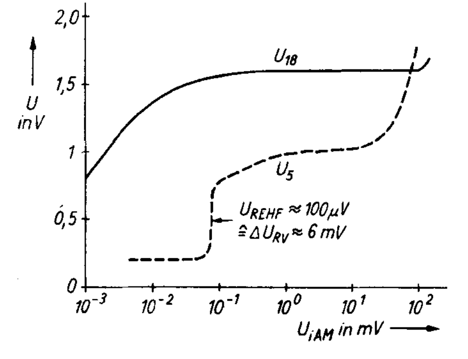


Bild 2.3
Regelspannung der ZF (U_{18}) und des HF-Teils (U_5) im AM-Betrieb für einen HF-Regeleinsatzpunkt von 100μV

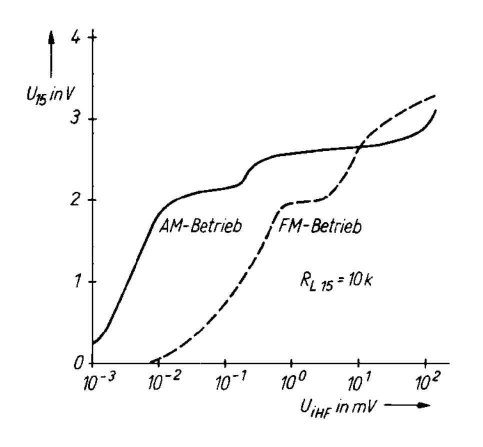


Bild 2.4
Feldstärke-indikatorspannung im AM- und FM-Betrieb

2.1.3.2. FM-Betrieb

Die in der Tabelle 2.3. und in den Bildern 2.2, 2.4 bis 2.6 enthaltenen Abhängigkeiten wurden bei $f = 10{,}7\,\text{MHz}$; $f_{NF} = 1\,\text{kHz}$; $\Delta f = 22{,}5/75$ kHz und $U_S = 10\,\text{V}$ ermittelt.

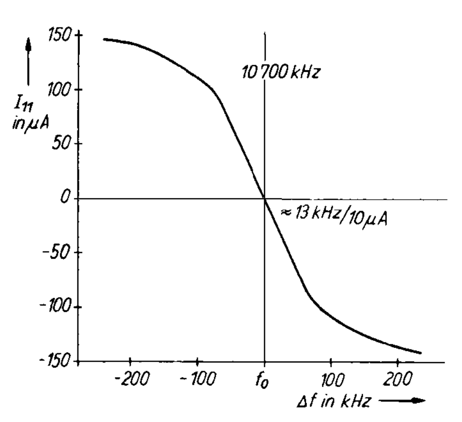


Bild 2.5
AFC-Ausgangsstrom als Funktion der Verstimmung Δf im FM-Betrieb

Tabelle 2.3. Kennwerte des *A 4100 D* im FM-Bereich

Parameter		Wert
Stromaufnahme	($U_i = 0$)	9,5(<14) mA
NF-Ausgangsspannung	(U_i = 10 mV; Δf = 75 kHz)	470 (>300) mV
NF-Klirrfaktor	(U_i = 10 mV; Δf = 75 kHz)	0,8(<2) %
minimaler Klirrfaktor	(U_i = 10 mV; Δf = 75 kHz)	0,7 %
Begrenzungseinsatz	(ΔNF = −3 dB)	26 (<50) µV
AM-Unterdrückung	(m = 0,3; Δf = 75 kHz)	63 (>55) dB
Störabstand	(U_i = 10 mV; Δf = 22,5 kHz)	77 dB
Anzeigespannung	(U_i = 10 mV)	2,3 V
maximaler AFC-Strom	(Δf = ±400kHz)	145 µA
NF-Innenwiderstand		≈180 Ω

(Werte in Klammern sind Grenzwerte nach TGL *43156*)

Die dargestellten Parameter verdeutlichen, daß mit dem *A 4100 D* gute dynamische Werte und besonders in der Nähe der Begrenzerschwelle gute Störabstandswerte des Gesamtempfängers erreicht werden. Der relativ hohe Klirrfaktor bei Einsatz eines Phasenschiebereinzelkreises, bedingt durch den nicht korrigierten Multiplizierer, kann mit der im Bild 2.6 dargestellten Anordnung wesentlich herabgesetzt werden. Der Abgleich erfolgt dabei so, daß mit dem Kreis Z1 auf ΔU_{AFC} = 0V und mit Z2 auf Klirrfaktorminimum wechselseitig abgeglichen wird.

2.1.4. Einsatzhinweise, Nebenanwendungen

Für den Einsatz des *A 4100 D* sind die üblichen HF-technischen Maßnahmen, wie große Masseflächen, richtige Abblockung usw. zu beachten. Speziell im FM-Betrieb sollte der Signalfluß «quer» zur IS erfolgen. Ein typisches Platinenlayout enthält Bild 2.9.
Spezielle Hinweise:

- Die AM-Eingänge (6) und (7) sind gleichberechtigt, ein symmetrischer Betrieb ist möglich.

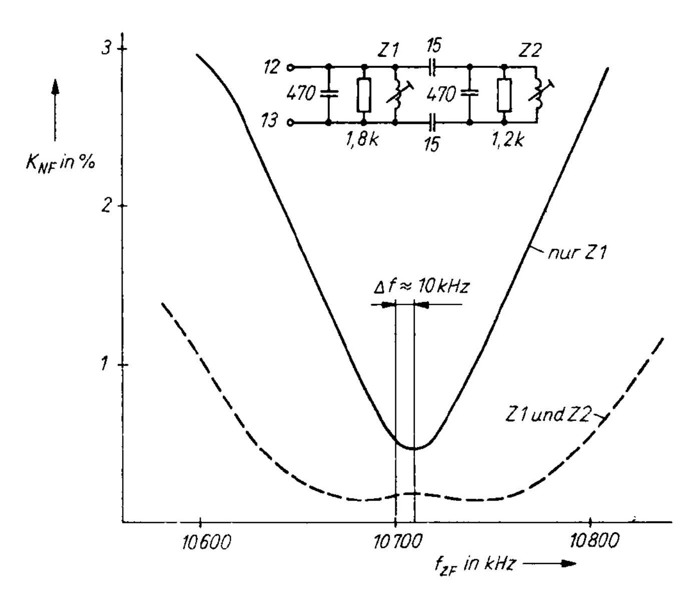


Bild 2.6 Klirrfaktor im FM-Betrieb bei Abgleich auf $I_{AFC} = 0$ bei $f_{ZF} = 10700$ kHz

- Die Lastimpedanz an (4) sollte bei etwa 12 kΩ liegen.
- Die HF-Verstärkung von (6) nach (20) sollte etwa 20...25 dB betragen.
- Die Stromversorgung für (4) muß über einen Widerstand R_V von (17) erfolgen. Der Spannungsabfall sollte zwischen 5...25 mV liegen.
- Eine Widerstandskopplung am Mischerausgang ist nicht möglich.
- Um Störschwingungen zu vermeiden, sollte in Reihe mit dem Oszillatorkreis und (2) ein Dämpfungswiderstand (≈47 Ω) bzw. eine Ferritperle geschaltet werden.
- Der Generatorwiderstand für den ZF-Verstärker sollte 1 kΩ nicht unterschreiten.

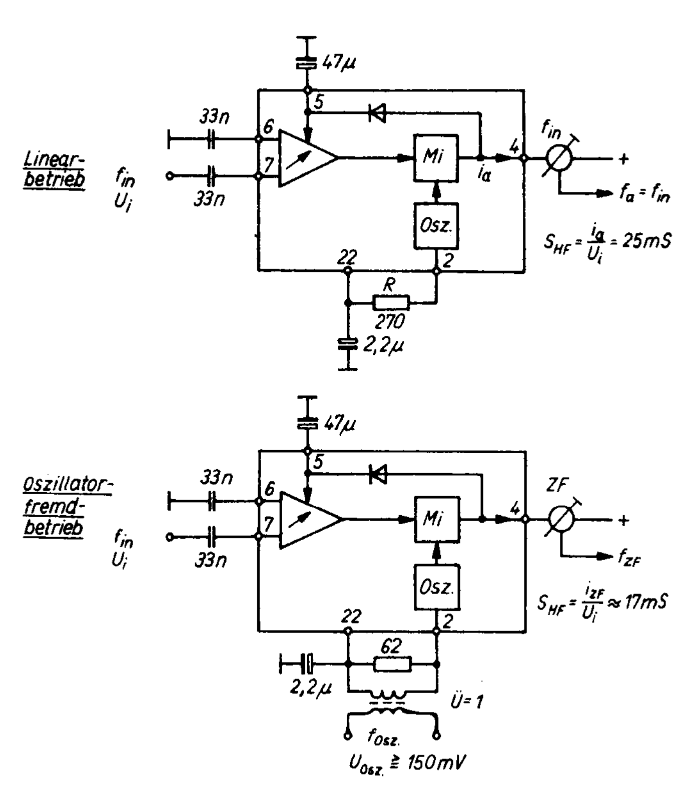


Bild 2.7 Linear- und Oszillatorfremdbetrieb bei AM für den *A 4100 D*

- Eine Verringerung der ZF-Verstärkung ist durch Anschalten eines Widerstandes (20 ... 100 kΩ) an (20) möglich.
- Im FM-Betrieb kann die AFC-Steilheit mit dem Arbeitswiderstand an (11) eingestellt werden.

Weitere für den Einsatz mögliche Maßnahmen sind in [2] und [3] zu finden. Ein Linearbetrieb bzw. der Einsatz eines Fremdoszillators für das HF-Teil ist für spezielle Einsatzfälle in der im Bild 2.7 gezeigten Weise möglich.

2.1.5. Typische Einsatzschaltung

Bild 2.8 zeigt eine universell einsetzbare Anwenderschaltung für Koffer- und Heimempfänger.
Das AM-modulierte Eingangssignal an X 111 wird verstärkt und mit der Oszillatorfrequenz (Oszillatorspule an X 109) in die ZF-Lage gemischt. Das Filter Z1 paßt das Piezokompaktfilter *SPF 455 H5* (Z2) an den Mischerausgang an.
Eine Reduzierung der ZF-Verstärkung ist in der bereits angegebenen Weise möglich; gleichzeitig verringert sich dabei aber der ZF-Regelumfang. Mit R_V wird der Regeleinsatzpunkt (siehe 2.1.2.1.) an das Gesamtempfängerkonzept individuell angepaßt.
Die NF-Ausgangsspannung (X 104) sollte vor allem im Kurzwellenbereich zur Reduzierung der häufigen 5-kHz-Interferenzstörungen mit einem Sperrfilter (V2) gesiebt werden. Der Abgleich erfolgt dabei auf Minimum mit R_S und C^* bei f_{mod} = 5 kHz. Die Stufenverstärkung wurde so gewählt, daß bei Einsatz dieser Stufe die NF-Pegel bei AM und FM etwa gleich sind. Im FM-Betrieb wird das Eingangssignal (X 116) mit V1 verstärkt, mit einem vorzugsweise 8kreisigen Piezofilter (Z3) gesiebt und dem ZF-Verstärker zugeführt. Nach Demodulation durch den Phasenschieberkreis Z4 steht die NF an X 106 zur Weiterverarbeitung bereit.
Die AFC-Anschlüsse sind:
X 110 (Referenzspannung),
X 114 (AFC-Ausgang),
X 111 (AFC-Steuerspannung für den UKW-Tuner).

Für die feldstärkeabhängige Steuerung des Stereodecoders kann eine einstellbare Spannung an X 107 entnommen werden. Für die AM- und FM-Filter werden die neuen Filter vom VEB *Hochfrequenz* Meuselwitz eingesetzt.
Z1 ist in der angegebenen Schaltung die für den *A 4100 D* optimale Variante. Möglich ist ein Ersatz dieses Filters durch den *SP 3902* (C = 1,5 nF, Ü = 5 : 1). Z4 kann mit den Spulen *SP 3823* und *SP 3908* realisiert werden.
Ein erprobtes Leiterplattenlayout und den entsprechenden Bestückungsplan für die Einsatzschaltung zeigen die Bilder 2.9 und 2.10.

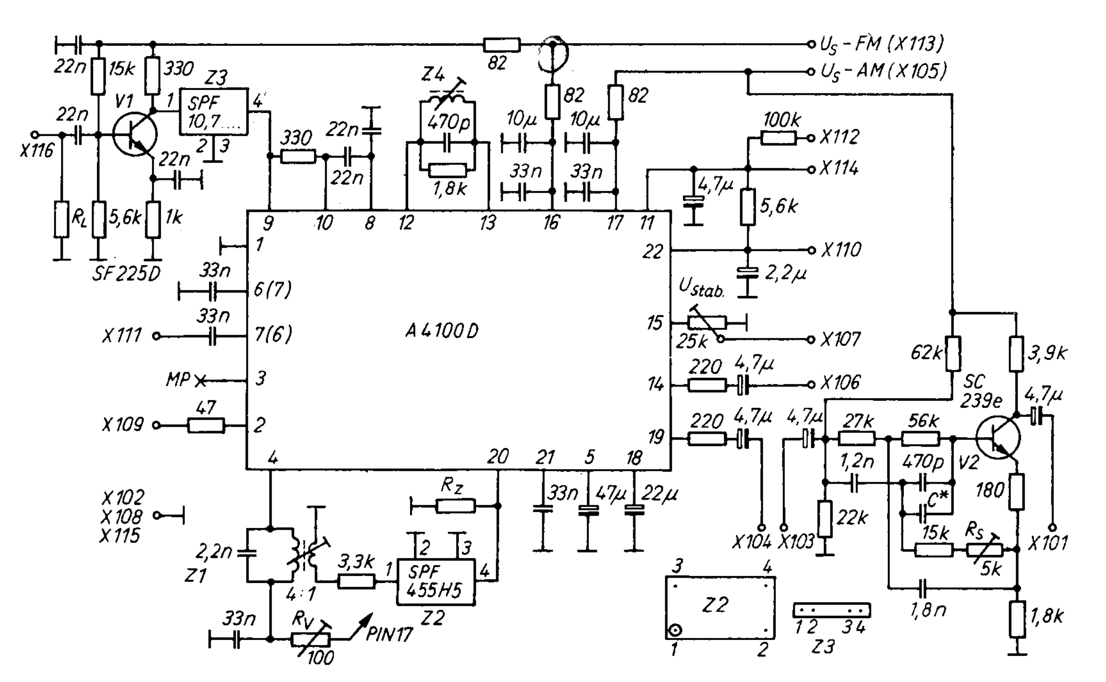


Bild 2.8 Einsatzschaltung für den *A 4100 D* mit 5-kHz-Sperrfilter (Baugruppe A1)

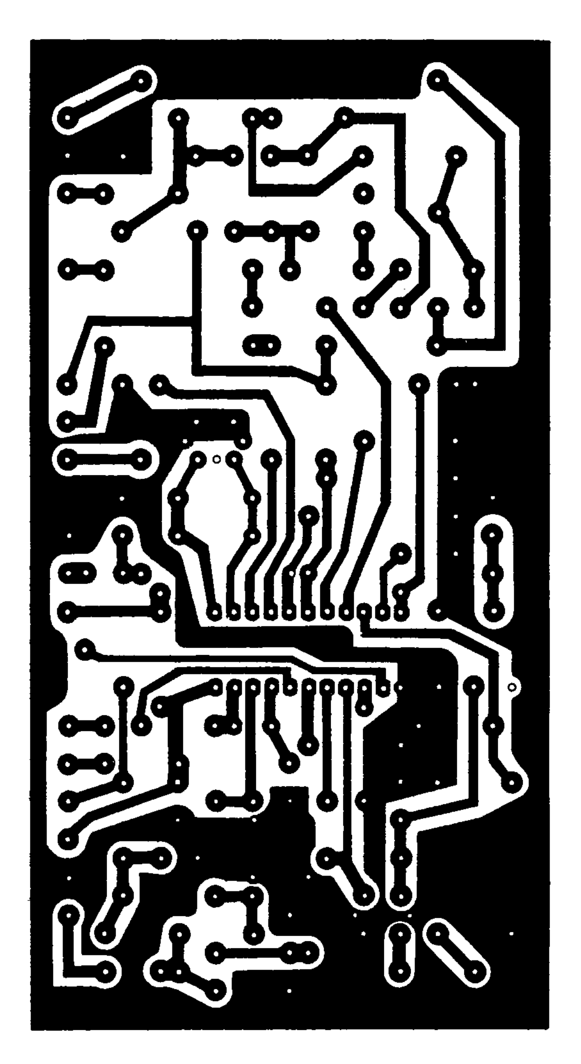


Bild 2.9 Leiterplatte A1

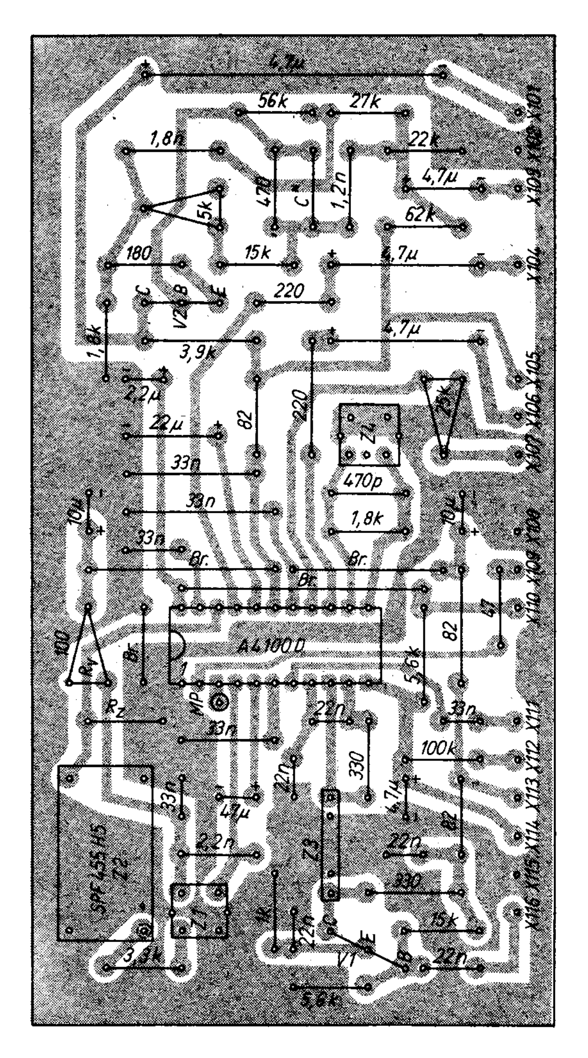


Bild 2.10 Bestückungsplan für A1 (Br. = Drahtbrücke)

2.2. *A 225 D* – ein integrierter FM-ZF-Verstärkerschaltkreis

2.2.1. Funktionsbeschreibung

Der integrierte FM-ZF-Verstärker *A 225 D* ist ein speziell für den Einsatz in FM-Rundfunkempfängern entwickeltes Bauelement. Durch seine Vielfalt an Zusatzfunktionen über das notwendige Maß – ZF-Verstärkung und Demodulation – hinaus, erlaubt er die Realisierung verschiedener Funktionen, die einen hohen Gebrauchswert der Empfänger ergeben. An Hand des Übersichtsschaltplans (Bild 2.11) soll eine kurze Funktionsbeschreibung vorgenommen werden.

Bedeutung der Schaltkreisanschlüsse:

- 1 Schaltkreismasse
- 2 Sensoreingang für die AFC-Abschaltautomatik
- 3 AFC-Abschaltzeitkonstante
- 4 Tiefpaßkondensator für verstimmabhängige Stummschaltung
- 5 AFC-Ausgang (Gegentaktstromausgang)
- 6 Tiefpaßkondensator zur Unterdrückung des Abschaltknackens bei Stummschaltung des NF-Ausgangs
- 7 NF-Ausgang
- 8, 11 Ausgänge des Begrenzerverstärkers
- 9, 10 Phasenschieberkreisanschluß
- 12 Betriebsspannungsanschluß
- 13 Steuereingang zur Stummschaltung des NF-Ausgangs
- 14 Instrumentenanschluß und Stereo-Schaltspannung
- 15 Spannung zur Einstellung der Rauschsperre und Stereoschaltspannung (negativ gehend)
- 16, 17 Arbeitspunkt-Rückführung des ZF-Verstärkers
- 18 ZF-Eingang

Das ZF-Eingangssignal wird am Anschluß (18) einem 8stufigen Begrenzerverstärker (Block 1) zugeführt. Er bewirkt die Verstärkung des Signals und durch seine guten Begrenzungseigenschaften eine ausgezeichnete Unterdrückung von Amplitudenstörungen, d. h. eine hohe AM-Unterdrückung. Da die Arbeitspunkt-

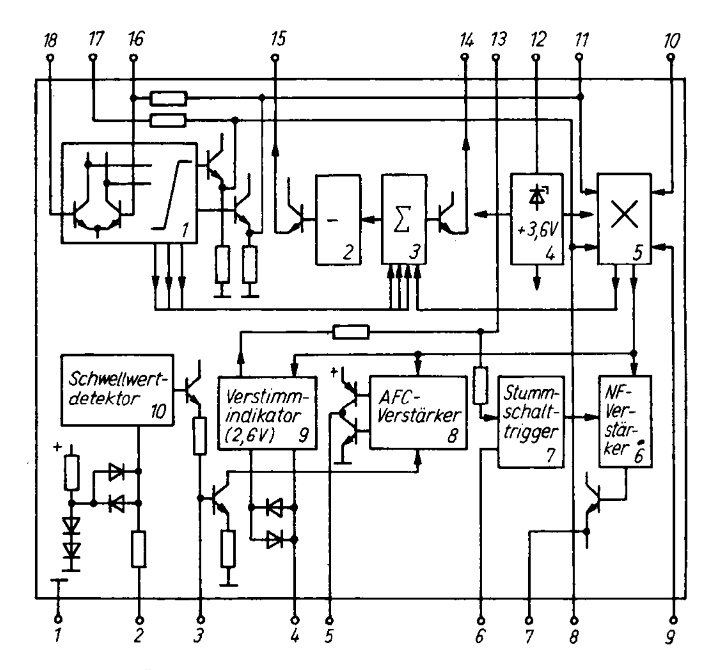


Bild 2.11 Übersichtsschaltplan des *A 225 D*

einstellung des Verstärkers durch Rückführung vom Ausgang auf den Eingang geschieht, muß diese Gegenkopplung für das Nutzsignal aufgehoben werden, wofür die Kapazitäten von 22nF an den Anschlüssen (16) und (17) vorgesehen sind. Zwischen (17) und (18) ist die Rückführung durch eine galvanische Verbindung zu schließen. Dies kann durch den Abschlußwiderstand der Signalquelle oder die Auskoppelwicklung eines vorgeschalteten Filters vorgenommen werden. Der ohmsche Widerstand muß dabei $< 1\,k\Omega$ sein.

Aus 3 Stufen des Begrenzerverstärkers und dem Demodulator wird in der Summationsstufe (Block 3) eine vom Eingangssignal abhängige Spannung an (14) erzeugt. Sie weist einen nahezu

logarithmischen Verlauf gegenüber der Eingangsspannung auf. Die Inverterstufe (Block 2) invertiert diese Spannung. Damit steht am Anschluß (15) eine mit steigendem Eingangssignal fallende Spannung zur Verfügung, die dem Stummschalttrigger (Block 7) über den Anschluß (13) zugeführt wird. Die Schwelle, bei der das Eingangssignal den NF-Ausgang aktiviert, kann am Anschluß (15) (Bild 2.12) eingestellt werden. Diesem Stummschalttrigger wird ferner ein Signal, das im Verstimmindikator (Block 9) aus der Ablage des ZF-Signals vom Sollwert gewonnen wird, zugeführt, so daß eine Demodulation auf den Filterflanken durch die Stummschaltung unhörbar ist. Diese Funktion ist auch als «Unterdrückung von Nebenempfangsstellen» bekannt.
Am Anschluß (4) integriert ein leckstromarmer Elektrolytkondensator das Modulationssignal, damit nur die ZF-Ablage den Stummschaltvorgang einleiten kann. Die Signale für den NF-

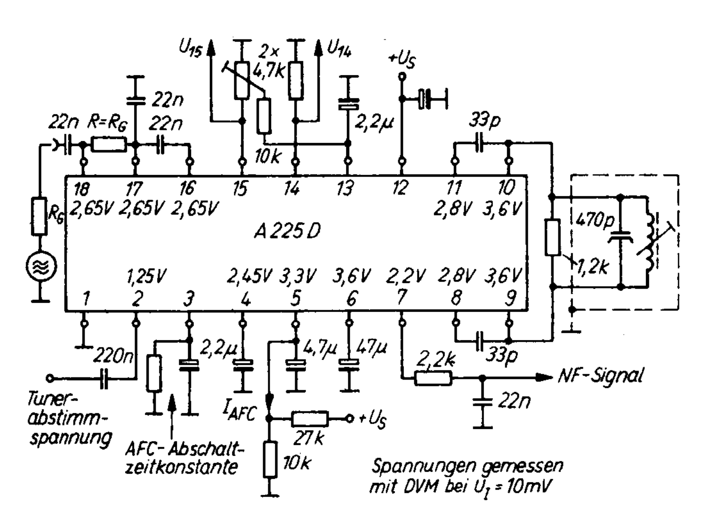


Bild 2.12 Meß- und Anwendungsschaltung des *A 225 D*

Verstärker (Block 6), für den Verstimmindikator und für den AFC- Verstärker kommen aus dem Demodulator (Block 5). Im Demodulator wird durch Multiplikation des vom Begrenzerverstärker kommenden Signals mit einem um 90° phasenverschobenen Signal am Demodulatorkreis, das der Frequenzmodulation folgende NF-Signal erzeugt. Der Phasenverlauf des Demodulatorkreises bestimmt also die NF-Eigenschaften Klirrfaktor und Amplitude. Als optimal für diesen Kreis ist eine Güte von $Q_0 = 25$, die mit dem Widerstand von 1,2kΩ parallel zum Schwingkreis eingestellt wird. Wie im Bild 2.12 gezeigt, wird für Monoempfang am NF-Ausgang (7) eine Deemphasis 2,2kΩ, 22nF angeschlossen. Bei Stereoempfängern wird hier nur ein HF-Siebglied vorgesehen (siehe Beispiel im Abschnitt 2.2.4.).
Der AFC-Verstärker (Block 8) erhält ebenfalls das Demodulatorsignal und liefert am Anschluß (5) des Schaltkreises einen der Verstimmung folgenden Ausgangsstrom aus einer Gegentaktstromquelle. Damit am AFC-Anschluß die Modulation unterdrückt wird, ist eine entsprechende Abblockung vorzusehen. Der *A 225 D* enthält zusätzlich eine AFC-Abschaltautomatik. Sie schaltet beim Abstimmvorgang die AFC aus. Dazu wird die sich bei der Senderwahl ändernde Abstimmspannung dem Schwellwertdetektor (Block 10) über eine leckstromarme Koppelkapazität am Anschluß (2) zugeführt, der den AFC-Verstärker stromlos schaltet. Nach dem Ende des Abstimmvorgangs schaltet der AFC-Verstärker nach einer Verzögerung wieder ein. Diese Verzögerung wird durch eine am Anschluß (3) angeschaltete RC-Kombination festgelegt, z. B. $10\mu F || 100 k\Omega \triangleq 1\,s$. Somit ist eine optimale Abstimmung ohne AFC möglich. Die AFC-Schaltung sichert nach dem Abstimmen, daß die eingestellte Empfängerabstimmung beibehalten wird.
Im Bild 2.12 ist am Anschluß (5) ein Spannungsteiler angeordnet, in den der AFC-Strom eingespeist wird. Die Spannung am Knotenpunkt enthält die Information über die Abstimmung.
Die im nachfolgenden Abschnitt wiedergegebenen Kennwerte wurden mit einer Schaltung entsprechend Bild 2.12 ermittelt.

2.2.2. Grenz- und Kennwerte des *A 225 D*

Die Parameter des integrierten Schaltkreises *A 225 D* sind im Typstandard TGL 35798 festgelegt. Die Meßbedingungen werden dort ebenfalls festgelegt. Gemessen werden die Kennwerte nach der Abstimmung des Phasenschieberkreises auf einen AFC-Strom $I_5 = 0$. In Tabelle 2.4. sind die Grenzwerte wiedergegeben. Sie dürfen im Betrieb nicht unter- bzw. überschritten werden.
Die typischen Kennwerte (Tabelle 2.5.) sind Ergebnisse aus applikativen Untersuchungen, während die minimalen und maximalen Werte garantierte Grenzwerte darstellen.
Der Ausmeßtyp *A 225 D 1* ist für weniger anspruchsvolle Anwendungen vorgesehen und unterscheidet sich vom Grundtyp durch die Festlegung des Klirrfaktorgrenzwerts $k \leq 1{,}5\,\%$ und der garantierten AM-Unterdrückung $a_{AM} \geq 48\,\text{dB}$ bei gleichen Meßbedingungen.

2.2.3. Typische Abhängigkeiten

In der Meßschaltung ermittelte Abhängigkeiten ausgewählter Parameter sind im Bild 2.13 für den AFC-Strom über der Frequenz und für die Gleichspannung am NF-Ausgang Anschluß (7) dargestellt. Dazu ist die Stummschaltung durch einen Kurzschluß zwischen Anschluß (13) und Masse außer Betrieb gesetzt. Aus diesen Abhängigkeiten können Dimensionierungen für den Aufbau der AFC-Funktion im Empfänger und einer Nullpunktan-

Tabelle 2.4. Grenzwerte des *A 225 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	min.	max.	Einheit
Betriebsspannung	U_s	4[1)]	18	V
Strom aus dem Anschluß (14)	$-I_{14}$		3	mA
Strom aus dem Anschluß (15)	$-I_{15}$		1	mA
Betriebstemperaturbereich	ϑ_a	−25	+70	°C

1) bei Unterschreiten ist die Funktion nicht gewährleistet

Tabelle 2.5. Kennwerte des *A 225 D*

Kennwerte (ϑ_a = 25°C − 5 K; U_s = 12 V, f = 10,7 MHz, Δf = ±75 kHz, I_{AFC} = 0, f_m = 1 kHz, Q_o = 25 wenn nicht anders angegeben)

Kennwert	Kurzzeichen	min.	typ.	max.	Einheit
Gesamtstromaufnahme (ohne Signal)	I_{S0}		11,5	15	mA
NF-Ausgangsspannung U_I = 10 mV	U_{NF}	270	316		mV
AM-Unterdrückung m = 0,3	a_{AM}	60	64		dB
Klirrfaktor	k		0,4	0,8	%
Eingangsspannung für Begrenzungseinsatz	U_{IT}		33	50	µV
Spannung zur Feldstärkeanzeige					
U_I = 100 mV Δf = 0	U_{14}	1,6	2,5		V
U_I = 16 µV	U_{14}		0	0,2	V
Spannung zur Einstellung der Rauschsperre					
U_I = 16 µV Δf = 0	U_{15}	2,2	2,85		V
U_I = 10 mV	U_{15}		0	1	V
Schaltspannung für «AFC – aus»	U_2		9	20	mV
Einsatz der verstimmabhängigen Stummschaltung	Δf		±90		kHz
NF-Ausgangsimpedanz	R_{q7}		260		Ω
NF-Unterdrückung bei Stummschaltung	a_{NF}		63		dB
AFC-Steilheit	$I_5/\Delta f$		0,8		µA/kHz

zeige am Anschluß (7) abgeleitet werden (siehe [7] und [8]). Die Ableitung der Nullpunktanzeige vom Gleichspannungswert am NF-Ausgang zur optimalen Sendereinstellung ist sinnvoll, da der AFC-Ausgang beim Abstimmvorgang wie beschrieben abgeschaltet wird.

Die Parameterabhängigkeit anderer Kenndaten von der Betriebsspannung ist in [7] dargestellt und im Bereich von

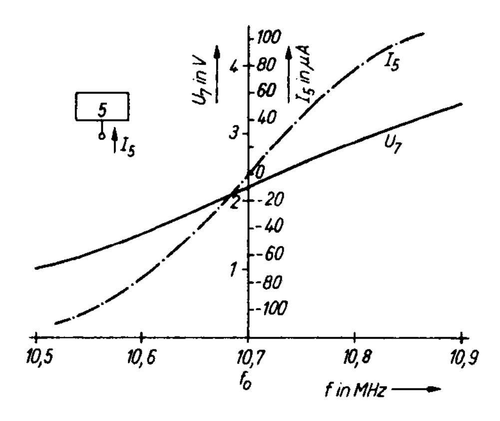


Bild 2.13 AFC-Strom und Ausgangsgleichspannung des NF-Ausgangs über der Frequenzablage um die Zwischenfrequenz

5 ... 18 V so gering, daß sie an dieser Stelle nicht vorgestellt zu werden braucht. Die Verläufe von U_{14}, U_{15}, U_{NF}, a_{AM}, k und des Signal/Rauschabstands gehen aus den Ergebnissen im Abschnitt 2.2.4. hervor. Für die Meßschaltung sind die Werte identisch, nur die zugehörige Eingangsspannung muß um die Verstärkung der vorgeschalteten ZF-Stufe von ≈ 12 dB korrigiert werden.

2.2.4. Anwendungsschaltung des *A 225 D* im ZF-Verstärker

Im Bild 2.14 ist der *A 225 D* in einem Einsatzbeispiel dargestellt. Dem integrierten ZF-Baustein ist im Beispiel eine Verstärkerstufe mit dem Transistor *SF 225* vorgeschaltet. Sie gleicht die Dämpfung des 8kreisigen Piezofilters aus und erreicht eine zusätzliche Verstärkung von 10 ... 12 dB. Einzelheiten zur Außenbeschaltung gehen aus dem Abschnitt 2.2.1. hervor. Als Besonderheit ist im Bild die gestrichelte Darstellung eines 2. Phasenschieberkreises zu erkennen. Mit ihm kann der Phasengang des Demodulators und damit sein Klirrfaktor weiter reduziert werden. Dabei wird mit Z 202 bei der Einsatzfrequenz, die durch

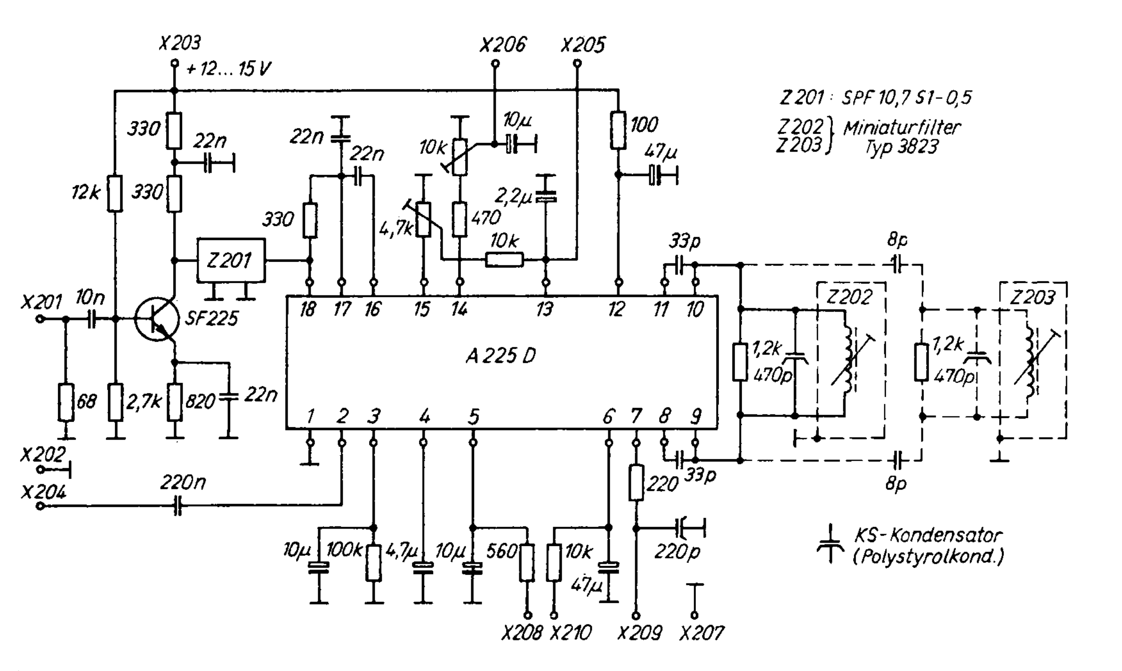


Bild 2.14 10,7-MHz-Rundfunk-ZF-Modul (Baugruppe A2.1)

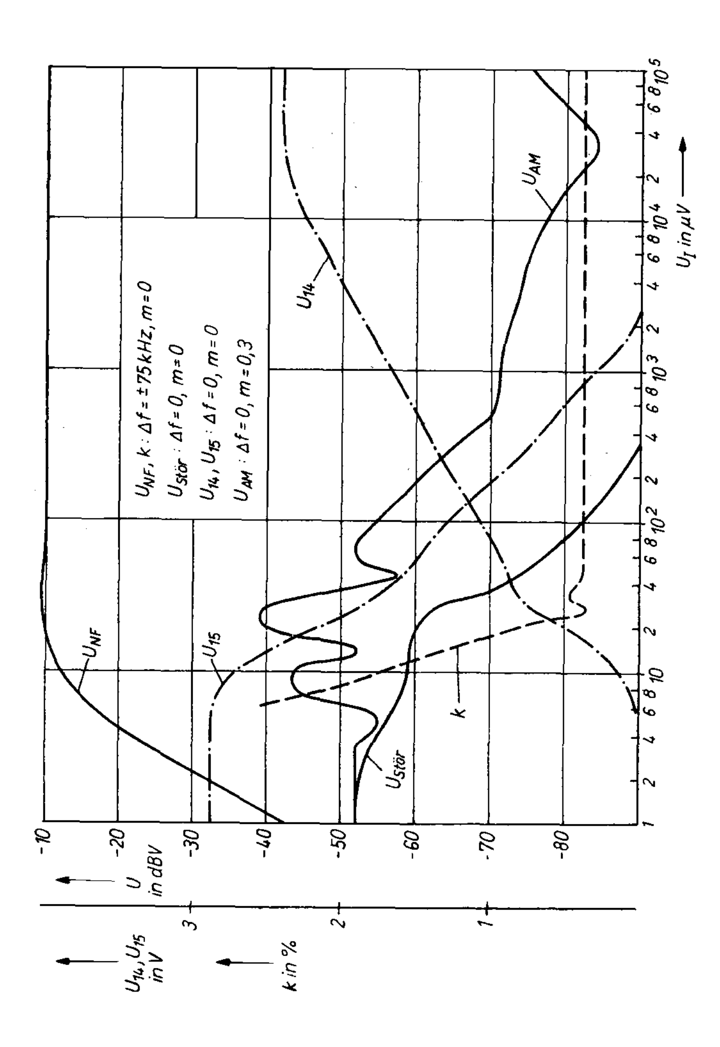


Bild 2.15 Meßwerte an der Baugruppe A2.1

die Resonanzfrequenz des Piezofilters bestimmt ist, auf $I_{AFC} = I_5 = 0$ abgeglichen und mit Z 203 auf Klirrfaktorminimum. Eine wechselseitige Wiederholung kann dabei erforderlich sein. Diese Beschaltung wird jedoch nur empfohlen, wenn eine entsprechende Qualitätsmeßtechnik vorhanden ist. Dem Amateur ist davon abzuraten. Die mit diesem Modul erzielten Meßwerte sind im Bild 2.15 wiedergegeben. Der NF-Ausgang wurde während der Messung mit einer Deemphasis von $\tau = 50 \mu s$ beschaltet.
Mit einem UKW-Tuner von ≈26dB Verstärkung können Empfängerempfindlichkeiten von $< 1 \mu V$ erreicht werden. Mit einem Einstellregler von 47 kΩ vom Anschluß X 210 zur Versorgungsspannung kann die Stärke der Signalabsenkung bei Stummschaltung eingestellt werden.
An X 201 und X 202 wird der Ausgang des Tuners angeschlossen. Die Bedeutung der anderen Anschlüsse geht aus der Funktionsbeschreibung (Abschnitt 2.2.1.) hervor.
Bild 2.16 zeigt das Leiterbild und Bild 2.17 die dazugehörende Bestückung für das ZF-Modul (Baugruppe A 2.1).

2.2.5. Abgleichhinweise

Zum Abgleich wird der Demodulator (Anschlüsse 9 und 10) kurzgeschlossen. An den Eingang des Moduls wird ein Meßgenerator geschaltet. Bei einer Eingangsspannung von ≈20mV wird die Frequenz variiert, bis U_{14} ein Maximum ergibt. Die Eingangsspannung verkleinern bis $U_{14} \approx 0{,}3$ V ist und die genaue Filterfrequenz ablesen ($\triangleq f$ für U_{14} = Maximum). Danach bei dieser Frequenz Phasenschieberkreis nach Entfernen des Kurzschlusses auf $I_5 = 0$ abgleichen. Dazu muß ein Strommesser zwischen X 208 und eine Referenzspannung von ≈3V (z. B. Spannungsteiler, siehe Bild 2.12) geschaltet werden.

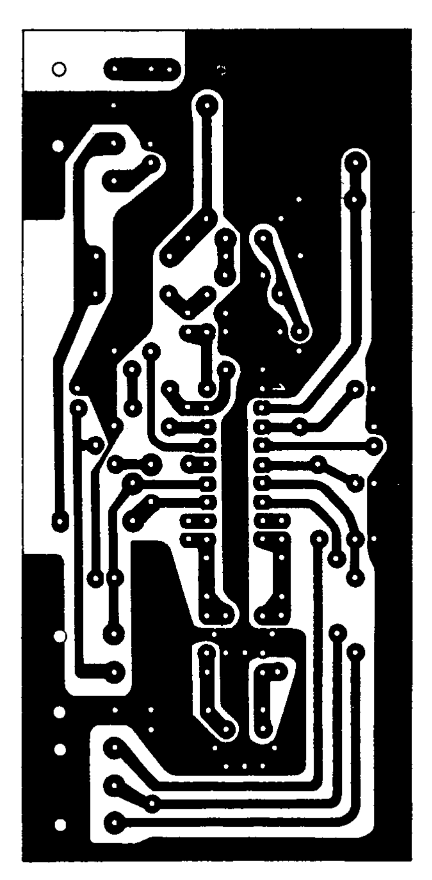


Bild 2.16 Leiterplatte A2.1

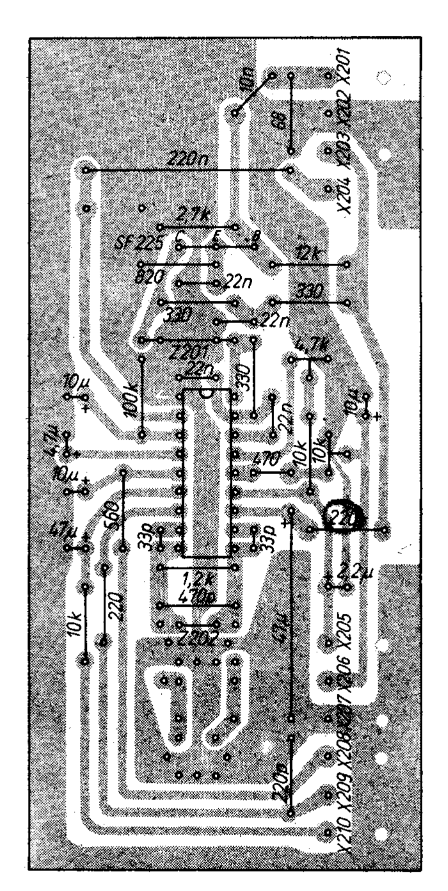


Bild 2.17 Bestückungsplan der Leiterplatte A2.1

2.2.6. Anschaltung der AFC bei C-Diodenabgestimmten Tunern

Da der Einsatz des *A 225 D* besonders in hochwertigen Empfängerkonzepten vorgenommen wird, soll ein Schaltbeispiel dazu dargestellt werden. Einfache AFC-Schaltungen können entsprechend Abschnitt 2.1. aufgebaut werden. Im Bild 2.18 wird das AFC-Signal auf die Abstimmoberspannung überlagert. Am Widerstand *R* erzeugt der AFC-Strom des *A 225 D* einen Spannungsabfall, der mit einem Faktor 4,5 (dem Spannungsverhältnis von Abstimmoberspannung zu Z-Diodenspannung) der Ausgangsspannung aufgeprägt wird. Aus der Kurve der Abstimmspannung eines üblichen C-Diodentuners läßt sich damit ein AFC-Regelfaktor von etwa 10 für das vorgestellte Schaltungskonzept ablesen. Somit wird eine Fehlabstimmung von 50 kHz auf etwa 5 kHz reduziert, wenn die AFC zuschaltet. Mit der Variation des Widerstands *R* kann dieser Faktor verändert werden. Der eingesetzte Wert von 6,8 kΩ zeigte sich im Beispiel als optimaler Wert.

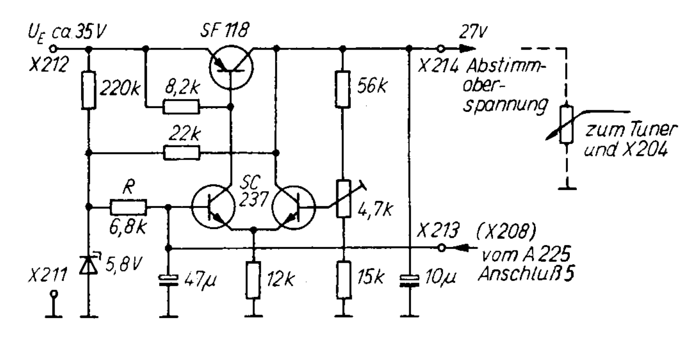


Bild 2.18 Einspeisung der AFC in die Abstimmoberspannung (Baugruppe A2.2)

2.2.7. AFC-Beschaltung für Drehkondensatortuner

Die Schaltung im Bild 2.19 zeigt eine Möglichkeit, den *A 225 D* an einen Drehkondensatortuner anzuschalten. Dabei ist zu berücksichtigen, daß im Tuner beide C-Diodenanschlüsse herausgeführt sind. Ferner muß auf die Polung der C-Diode geachtet werden. Der Kondensator *C* ist in seinem Wert im Tuner nicht zu ändern, da sonst sein Abgleich verändert wird.

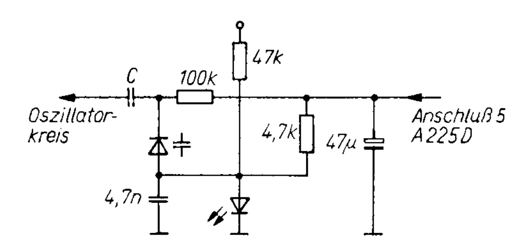


Bild 2.19 AFC-Schaltung für Drehkondensatorabstimmung

2.2.8. *LC*-Filtervariante für einen ZF-Verstärker

Ein Beispiel für einen Filterblock zwischen Tunerausgang und Eingang des *A 225 D* ist im Bild 2.20 dargestellt. Er kann anstelle des Piezofilters im Bild 2.14 angeordnet werden. Dieser Block ist ebenfalls stereotüchtig und weist sehr gute Selektionseigenschaften auf. Der Abgleich ist sehr einfach, da alle Kreise auf Maximum abgestimmt werden. Dazu wird ein 10,7-MHz-ZF-Signal am Eingang eingespeist und U_{14} des *A 225 D*, bei kurzgeschlossenem Phasenschieberkreis, auf Maximum abgeglichen. Dabei hält man durch ständige Verringerung U_{14} um 0,3 V. Der Abgleich ist in der Reihenfolge vom letzten zum 1. Schwingkreis zu wiederholen, bis U_{14} nicht mehr ansteigt.
Für den Aufbau dieses Filters sollten entsprechende Erfahrungen im Aufbau von Hochfrequenzschaltungen und deren Leiterplattengestaltung vorliegen.

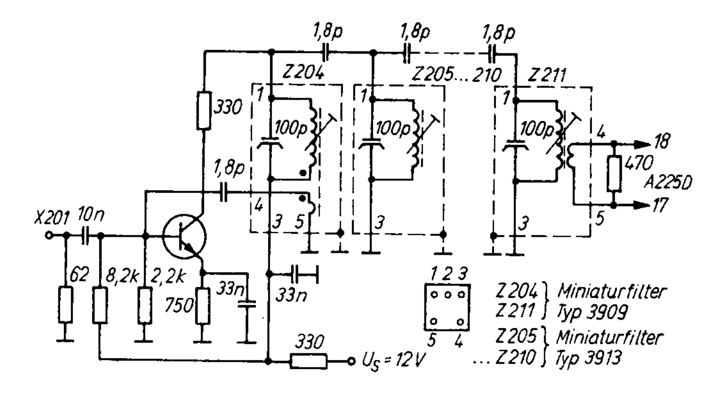


Bild 2.20 8-Kreis-*LC*-Filter mit Vorverstärker

2.3. *A 4510 D* – ein integrierter PLL-Stereodekoder-Schaltkreis

2.3.1. Allgemeine Eigenschaften

Der *A 4510 D* ist vorwiegend für den Einsatz in batteriebetriebenen Geräten mit einer Betriebsspannung ab 6V konzipiert. Die Stromaufnahme wird im Monobetrieb auf etwa 7mA gegenüber Stereobetrieb (≈12mA) abgesenkt. Die Aufbereitung des 38-kHz-Hilfsträgersignals aus dem Pilotton erfolgt mit einer PLL (phasenverkettete Schleife), wobei der Oszillator auf 228kHz schwingt und der Stereohilfsträger sowie die 19-kHz-Vergleichsfrequenzen durch einen in I^2L-Technologie aufgebauten Frequenzteiler erzeugt werden. Durch die Trennung der Dekoderschaltung in einen Synchrondemodulator und in eine Matrix kann der *A 4510 D* bei geeigneter Außenbeschaltung im Zeit- oder Frequenzmultiplexbetrieb arbeiten. Mit Hilfe einer externen Steuergleichspannung kann das demodulierte Differenzsignal abgeschwächt werden und somit ein Überblenden von Stereo auf Mono (Basisbreitensteuerung) ohne Schaltgeräusche vorgenommen werden.

2.3.2. Aufbau und Funktionsweise

An Hand des Bildes 2.21 soll die Funktion des *A 4510 D* kurz erläutert werden. Zur Versorgung der einzelnen Funktionsblöcke wird in 2 identisch aufgebauten Stufen je eine stabilisierte Spannung von ≈3 V erzeugt, wobei die Spannung *U2* über den Anschluß (18) abgeschaltet werden kann. Aus der Stabilisierungsstufe *U1* wird eine Referenzspannung von 1,4V für den Demodulator, die Matrix und den Eingangsverstärker gewonnen, die am Anschluß (13) zur Verfügung steht. Das Multiplexsignal (MPX) wird kapazitiv am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers eingekoppelt und gelangt bei unbeschaltetem Anschluß (15) mit Verstärkung 1 über einen Emitterfolger, dessen Arbeitswiderstand extern angeschaltet werden muß, zum Anschluß (14). Das MPX-Signal kann durch geeignete Beschaltung an (15) in Amplitude und Phasengang in bestimmten Grenzen beeinflußt werden, wobei die maximale Ausgangsspannung des OPV U_{SS} = 1100 mV nicht überschreiten sollte. Der Oszillator bildet zusammen mit der Phasenvergleichsschaltung 1, dem externen Tiefpaßfilter zwischen Anschluß (3) und (4), dem Regelverstärker und der Teilerschaltung die PLL zur Regenerierung des 38-kHz-Hilfsträgers aus dem Pilotton.

Der Oszillator arbeitet nach dem Schwellwertschalterprinzip, wobei die Aufladezeit des Kondensators am Anschluß (2) nur ≈5 % der gesamten Schwingungsdauer beträgt. In den nachfolgenden Teilerstufen wird das 38-kHz-Schaltsignal für den Demodulator und es werden die beiden 19-kHz-Vergleichsfrequenzen für die Phasenvergleichsstufen gewonnen. Das um 90° phasengedrehte 19-kHz-Signal wird im Phasenvergleich 1 mit dem Pilotsignal verglichen und die über dem Tiefpaßfilter entstehende Differenzspannung im Regelverstärker in einen proportionalen Regelstrom gewandelt, der den Oszillator nachsteuert. Im Phasenvergleich 2 wird eine Spannung erzeugt, die bei entsprechender Größe des Pilotsignals den Stereoschalter und die Mono-Stereo- Überblendschaltung aktiviert. Mit einer Steuergleichspannung am Anschluß (8) läßt sich das 38-kHz-Schaltsignal so beeinflussen, daß das im Demodulator umgesetzte Differenzsignal (L-

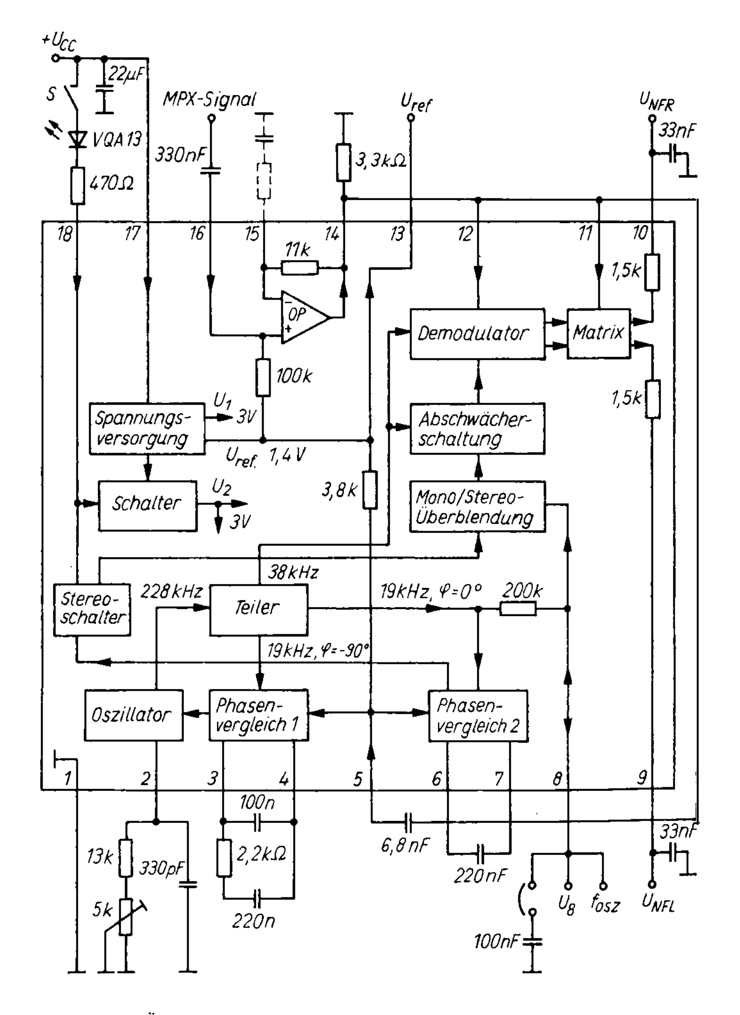


Bild 2.21 Übersichtsschaltplan und Meßschaltung des *A 4510 D*

R) in der Amplitude abgeschwächt wird. Bei der nachfolgenden Addition des Summen- und Differenzsignals in der Matrix überwiegt somit das (R+L)-Signal und damit der Mono-Anteil. Am Anschluß (8) steht gleichzeitig die durch 12 geteilte Oszillatorfrequenz mit einem Innenwiderstand von $\approx 200\,\mathrm{k}\Omega$ zu Abgleichzwecken zur Verfügung.

2.3.3. Kenndaten und Abhängigkeiten

2.3.3.1. Abmessungen und Anschlußbelegung

Der Schaltkreis *A 4510 D* wird in einem 18poligen DIL-Plastgehäuse, Bauform 21.4.1.2.18 nach TGL 26713 mit einem Rastermaß von 2,54mm (Zoll) gefertigt. Die nachfolgend angegebenen Gleichspannungspegel sind mit der Meßschaltung Bild 2.21 ermittelt und unterliegen Fertigungstoleranzen. Sie sind bei der Schaltungsdimensionierung bzw. bei der Fehlersuche als Richtwerte zu betrachten.

Anschlußbelegung	*Gleichspannung ohne Eingangssignal*
1 – Masse	0 V
2 – *RC*-Oszillator	–
3, 4 – Tiefpaßfilter für PLL (Phasenvergleich 1)	2,9V
5 – Piloteingang für Phasenvergleichsschaltungen	1,3V
6, 7 – Tiefpaßfilter für Stereokennung (Phasenvergleich 2)	2,9V
8 – 19-kHz-Meßausgang bzw. Mono-Stereo-Überblendung	1,5V
9 – NF-Ausgang links (L)	2,1V
10 – NF-Ausgang rechts (R)	2,1V
11 – Matrixeingang (L+R)	1,4V
12 – Synchrondemodulatoreingang (L–R)	1,4V
13 – Referenzspannung	1,4V
14 – Operationsverstärkerausgang (OPV)	1,4V
15 – Invertierender Eingang des OPV	1,4V
16 – Nichtinvertierender Eingang des OPV	1,4V
17 – Betriebsspannung U_{CC}	U_{CC}
18 – Lampentreiber und Zwangsmonoschalter	

2.3.3.2. Grenzwerte und Betriebsbedingungen

In Tabelle 2.6. sind die Grenzwerte und Betriebsbedingungen zusammengefaßt, die im Betrieb nicht unter- bzw. überschritten werden dürfen, damit eine sichere Funktion des Schaltkreises gewährleistet ist.

Tabelle 2.6. Grenzwerte und Betriebsbedingungen des *A 4510 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert
Lampenspannung	U_{18}	V	0	U_{CC}
Mono-Stereo-Steuerspannung	U_8	V	0	3
Lampenstrom	I_{18}	mA		50
Gesamtverlustleistung bei $\vartheta_a = 25\,°C$	P_{tot}	W		0,67
Betriebsspannung für Stereo	U_{CC}	V	5	18
Eingangsspannung Anschluß (16)	u_{iMPXpp}	V		0,9
Betriebstemperaturbereich	ϑ_a	°C	−10	70

2.3.3.3. Kennwerte

Die in Tabelle 2.7. enthaltenen Kennwerte wurden in der Labormeßschaltung (Bild 2.21) bei Raumtemperatur, einer Betriebsspannung von U_{CC} = 8 V und einem Eingangssignal (Spitze-Spitze-Wert) von u_{ipp} = 700 mV ermittelt. Die freilaufende Oszillatorfrequenz, bezogen auf den Meßausgang am Anschluß (8), ist vor der Messung der Stereokenngrößen auf 19,000 kHz abzugleichen. Die exakten Meßbedingungen und Meßverfahren sind der TGL 43158 zu entnehmen.

Tabelle 2.7. Kennwerte des *A 4510 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	min.	typ.	max.
Stromaufnahme (ohne Lampenstrom)	I_{CC}	mA		12	15
Stromaufnahme (bei Zwangsmono)	I_{CC}	mA		6,5	8
Übersprech-dämpfung	$a_{ü}$	dB	30	44	
Klirrfaktor Mono	k_H	%		0,08	0,6
Klirrfaktor Stereo	k_s	%		0,18	
NF-Ausgangsspannung Mono	u_{9pp} u_{10pp}	mV	250	390	500
NF-Ausgangsspannung Stereo	u_{9pp} u_{10pp}	mV	500	780	1000
Kanalgleichheit Mono	a_M	dB		0,1	1
Kanalgleichheit Stereo	a_s	dB		0,1	
19-kHz-Unterdrückung	a_{19}	dB	28	32	
38-kHz-Unterdrückung	a_{38}	dB		42	
Stereoeinschaltschwelle	u_{pe}	mV		14,5	
Stereoausschaltschwelle	u_{pa}	mV		8	
Schalthysterese	a_H	dB		5,1	
Fangbereich	$\pm \Delta f$	Hz		750	
Verstärkung Mono	A_u	dB		2	
Verstärkung Stereo	A_u	dB		1,9	
Signal-Störabstand	a_{SN}	dB	60	79	
Brummunterdrückung	a_{100}	dB		40	

2.3.3.4. Abhängigkeiten

Die Kurvenverläufe in den Bildern 2.22 bis 2.24 geben prinzipielle Abhängigkeiten wieder und sollen den Amateur beim Eigenentwurf von Schaltungen über die Kennwerte hinausgehende Informationen über das Verhalten des Stereodekoderschaltkreises *A 4510 D* geben.

Bei der Einstellung der Basisbreite läßt sich aus Bild 2.22 bei vorgegebener Feldstärkespannung des ZF-Verstärkers die zu erwartende Übersprechdämpfung des Dekoders ablesen. Dabei bedingt eine große Übersprechdämpfung wegen der hohen zu verarbeitenden Bandbreite des Dekoders (max. 53kHz) bei kleinem HF-Eingangssignal einen geringen Signal/Rauschabstand.

Bei Verwendung der im Abschnitt 2.3.4. angegebenen Dekoderschaltungen und exaktem Abgleich können die im Bild 2.23 dargestellten Übersprechdämpfungswerte im NF-Bereich erreicht werden.

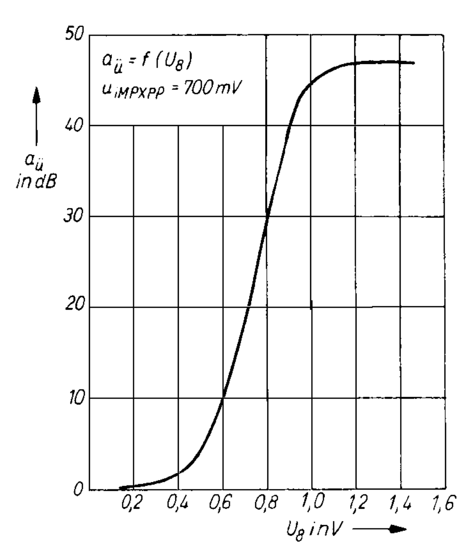


Bild 2.22
Übersprechdämpfung als Funktion der Mono-Stereo-Steuerspannung

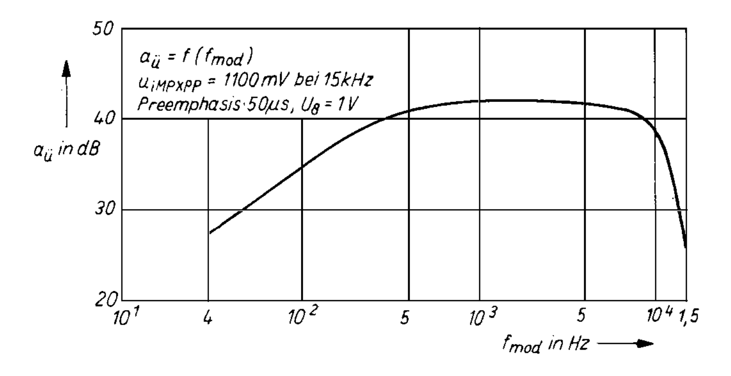


Bild 2.23 Übersprechdämpfung als Funktion der Modulationsfrequenz

Bild 2.24 zeigt, daß der Klirrfaktor im Stereobetrieb bei Eingangsspannungen u_{iMPXpp} < 700 mV ab 5,5 V Betriebsspannung einen Wert von 0,2 % nicht überschreitet. Wird die Betriebsspannung verringert, muß die Eingangsspannung ebenfalls verringert werden, um einen akzeptablen Klirrfaktor zu erreichen. Dem Einsatz des *A 4510 D* bei Betriebsspannungen zwischen 4...5 V sind durch die minimale Stereoeinschaltschwelle und den Klirrfaktor Grenzen gesetzt.

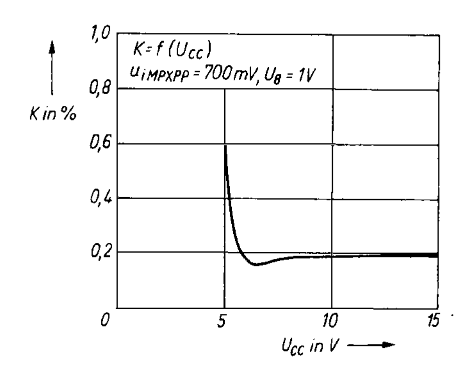


Bild 2.24
Klirrfaktor
als Funktion
der Betriebsspannung

2.3.4. Typische Einsatzschaltungen

Eine einfache Schaltung für einen Zeitmultiplexdekoder ohne Zusatzbeschaltung stellt die Meßschaltung nach Bild 2.21 dar, zu der einige Applikationshinweise gegeben werden sollen.
Der *A 4510 D* ist wegen des geringen externen Bauelementeaufwands und der erreichbaren Kennwerte vorwiegend als Zeitmultiplexdekoder, (d. h., das gesamte MPX-Signal wird dem Synchrondemodulator und der Matrix zugeführt), einzusetzen. Im Betriebsspannungsbereich 6...15V sind bei Eingangsspannungen $u_{iMPXpp} < 900\,mV$ gute und weitgehend betriebsspannungsunabhängige Daten zu erwarten.
Für die Stereoanzeige sind ausschließlich LED mit einem Betriebsstrom $\leq 30\,mA$ zu verwenden, da bei höheren Strömen die Strombegrenzungsschaltung arbeitet und damit eine Erhöhung der Verlustleistung der IS eintritt.
Zur Zwangsmonoschaltung und bei AM-Empfang ist der Anschluß (18) von der Betriebsspannung zu trennen. Monobetrieb wird ebenfalls erreicht, wenn Anschluß (7) nach Masse geschaltet wird. Dabei arbeitet jedoch der Oszillator weiter, was im AM-Betrieb Störungen verursachen kann.
Der Koppelkondensator am Anschluß (5) bewirkt zusammen mit dem Eingangswiderstand eine definierte Phasendrehung des Pilotsignals und beeinflußt die Übersprechdämpfung.
Der Frequenzgang des Dekoders wird durch den Koppelkondensator am Anschluß (16) und den Eingangswiderstand von $\approx 100\,k\Omega$ sowie durch die Deemphasis, die von den Ausgangswiderständen an (9) und (10) und den Kondensatoren von 33nF gebildet wird, bestimmt. Die Toleranz der integrierten Widerstände kann ±15 % betragen und sollte bei höheren Ansprüchen an den Frequenzgang durch Reihenschaltung von Widerständen geschert werden. Der Kondensator muß einen Wert entsprechend der Gleichung $\tau = R \cdot C = 50\,\mu s$ haben.
Für den frequenzbestimmenden Kondensator an (2) ist ein Polystyrolkondensator mit geringer Toleranz einzusetzen. Die Kondensatoren an (3) und (4) bestimmen die dynamischen Eigenschaften der PLL und sollten verlustarm sein.

Der Abgleich des Dekoders beschränkt sich auf die Einstellung der Oszillatorfrequenz von 19,00 kHz am Anschluß (8), der nach dem Meßvorgang mit einem Kondensator von ≥ 1 nF zur Verbesserung der Übersprechdämpfung abgeblockt werden muß. Behelfsmäßig kann der Abgleich des Einstellwiderstands an (2) bei Vorhandensein eines Pilottons auf Mittelstellung zwischen Einschalten und Verlöschen der Stereoanzeige erfolgen, wobei eine gewisse Frequenzablage, bedingt durch Unsymmetrien im Fangbereich, nicht zu vermeiden ist. Ein merklicher Abfall der Übersprechdämpfung tritt jedoch erst ab 2% Frequenzablage ein.
Der Integrationskondensator zwischen Anschluß (6) und (7) ist in seiner Toleranz unkritisch, jedoch sollte wegen des Reststroms möglichst kein Elektrolytkondensator verwendet werden.
Wird diese Dekoderschaltung in einem FM-Rundfunkempfänger ohne phasenkorrigierende Maßnahmen eingesetzt, lassen sich über HF gemessen bestenfalls Übersprechdämpfungswerte von 25...30 dB erreichen. Die Ursache liegt in der Phasendrehung des MPX-Signals, vor allem zwischen dem Summen- und Differenzsignal. Die Phasendrehung wird verursacht durch die Selektion des ZF-Filters und den Demodulator, einschließlich Phasenschieberkreis. Zur Beseitigung von Nachbarkanalstörungen, die vor allem in Gebieten mit hoher Senderdichte und bei Überreichweiten auftreten, ist der Einsatz von Stereoseitenbandfiltern ntowendig, die ihrerseits wiederum eine Phasendrehung des Signals verursachen. Deshalb ist es notwendig, durch sogenannte Allpaßglieder die Phase des MPX-Signals zu korrigieren. Gleichzeitig mit diesen Schaltungsmaßnahmen muß eine Anpassung der NF-Pegel vorgenommen werden.

2.3.4.1. Zeitmultiplexdekoder mit Basisbreitenregelung, Seitenbandfilter und Phasenkorrekturschaltung

Die Beschaltung des *A 4510 D* im Bild 2.25 unterscheidet sich nur unwesentlich von der der Meßschaltung. In den Signalweg wurden ein *Butterworth*-Filter 2. Ordnung mit Zusatzzeitkonstante als Seitenbandfilter mit einer Grenzfrequenz von 75 kHz

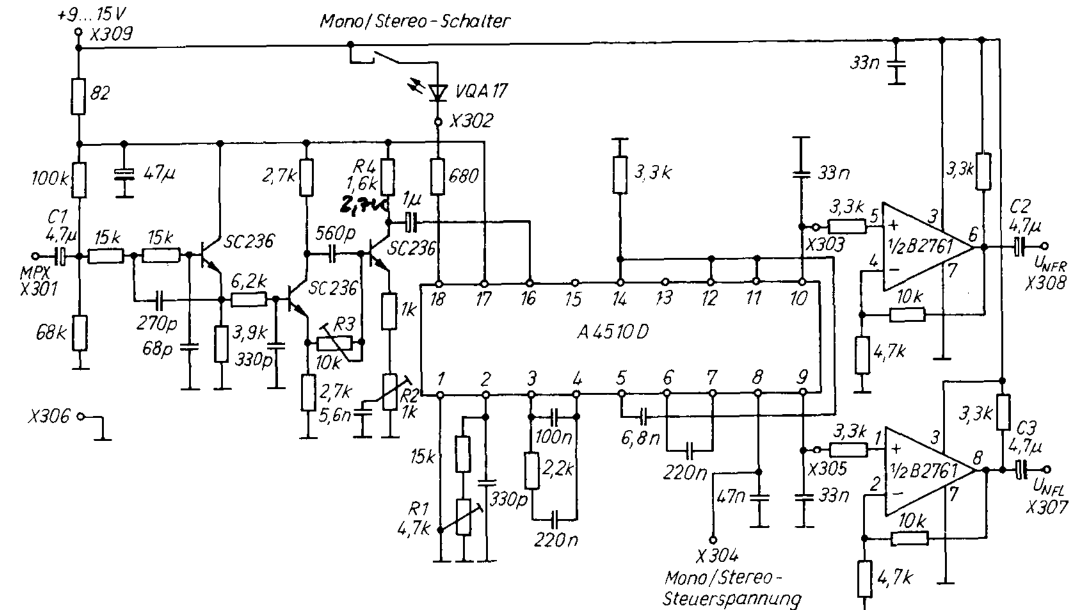


Bild 2.25 Zeitmultiplexdekoder mit Basisbreitenregelung, Seitenbandfilter und Phasenkorrekturschaltung (Baugruppe A 3)

und ein sogenannter Phasensplitter zur Phasenkorrektur des MPX-Signals geschaltet. Der OPV *B 2761* verstärkt die Ausgangsspannung der beiden NF-Kanäle zur optimalen Anpassung an den Klangsteller-Schaltkreis *A 1524* um 10 dB. Die Mono/Stereo-Steuerspannung wird dem Feldstärkeausgang des jeweiligen ZF-Schaltkreises entnommen. Der Aufbau der Schaltung ist unter Beachtung der gegebenen Hinweise unkritisch. Die frequenzbestimmenden Widerstände und Kondensatoren im *Butterworth*-Filter sollten geringe Toleranzen haben (±5 %), so daß im Seitenband bei 190kHz eine Dämpfung von >20dB erreicht wird. Der Einsatz von Kunstfoliewickelkondensatoren für das Filter und den Phasensplitter ist zu empfehlen. Die Gleichspannungskopplung des OPV an den Ausgang des *A 4510* engt den Betriebsspannungsbereich nach unten auf 9V ein. Der Abgleich der Oszillatorfrequenz mit R_1 erfolgt wie unter 2.3.4. beschrieben. Ein exakter Phasenabgleich ist nur mit einem stereomodulierten HF-Signal im Empfänger möglich und sollte auf maximale Übersprechdämpfung bei 1kHz und 10kHz Modulationsfrequenz mit R_2 und R_3 vorgenommen werden.
Ein amateurmäßiger Abgleich besteht, indem das MPX-Signal an (16) des *A 4510* mit R_2 und R_3 auf eine minimale Durchbiegung der Nullinie bei Sendung eines Stereomeßtons oszillografisch eingestellt wird.
Bild 2.26 zeigt den Leiterplattenentwurf und Bild 2.27 den Bestückungsplan zu dieser Schaltung. Im Kofferempfängerkonzept nach Bild 3.1 wird der Koppelkondensator C_1 durch eine Brücke ersetzt, und der OPV mit Außenbeschaltung entfällt. In der Empfängerschaltung nach Bild 3.2 wird der Widerstand R_4 durch 2,7kΩ ersetzt. Bei Einsatz des Dekodermoduls in anderen Konzepten ist auf die Polung der Elektrolytkondensatoren C_1, C_2 und C_3 zu achten.

2.3.4.2. Frequenzmultiplexdekoder mit dem *A 4510 D*

Die dimensionierte Schaltung für einen Frequenzmultiplexdekoder ist im Bild 2.28 dargestellt. Das am Anschluß (14) anstehende MPX-Signal muß mit dem auf 38kHz abgestimmten Schwing-

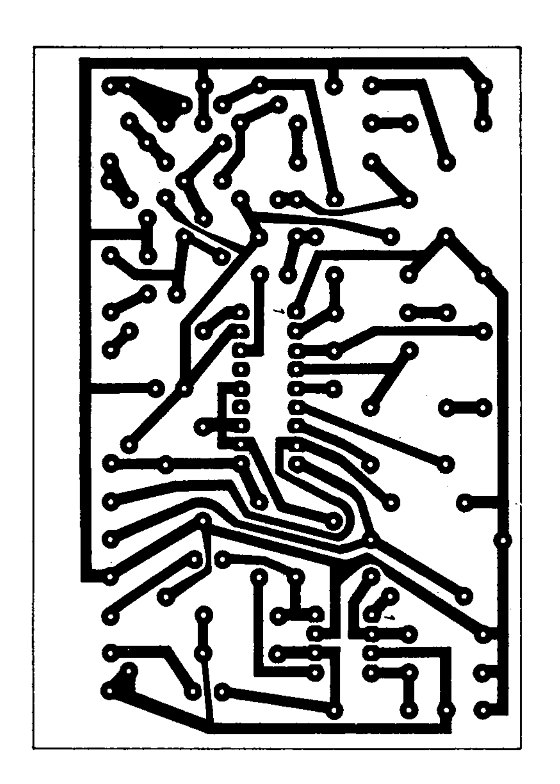


Bild 2.26 Leiterplattenentwurf zur Schaltung Bild 2.25

kreis und dem Widerstandsnetzwerk in seine Komponenten (R+L) und (L−R) zerlegt und mit der Deemphasis von 50 μs bewertet werden. Aus diesem Grunde dürfen an den NF-Ausgängen des Dekoders nur Kondensatoren bis maximal 4,7 nF zur Unterdrückung hochfrequenter Schaltanteile vorgesehen werden. Daten des Resonanzübertragers:
Schalenkern 14 × 8,

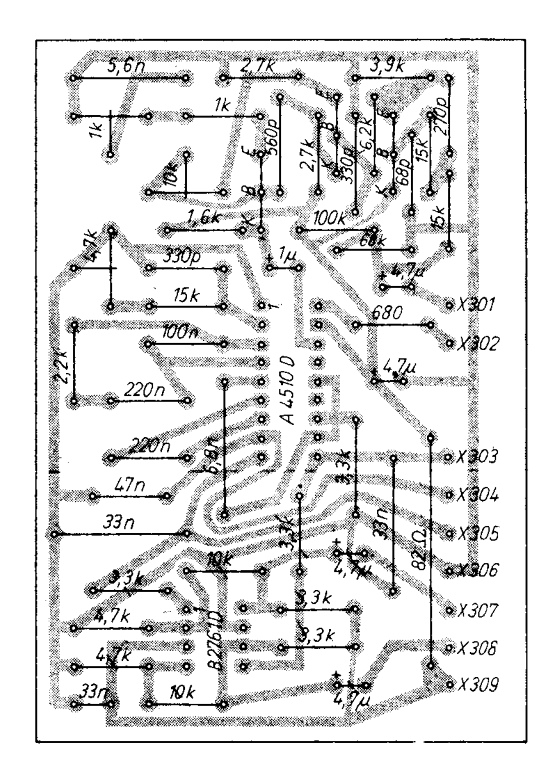


Bild 2.27 Bestückungsplan zu Bild 2.26

AL = 160, Güte $Q_0 \approx 50$
n1 = 70,5 Wdg., 0,2 mm CuL, L_1 = 797,4 µH
n2 = 141 Wdg., 0,15 mm CuL
Der Nachbau dieser Dekoderschaltung sollte dem versierten Amateur mit entsprechenden Meßmitteln vorbehalten blieben, da bei nicht exaktem Abgleich die Kennwerte des Zeitmultiplexdekoders nicht erreicht werden.

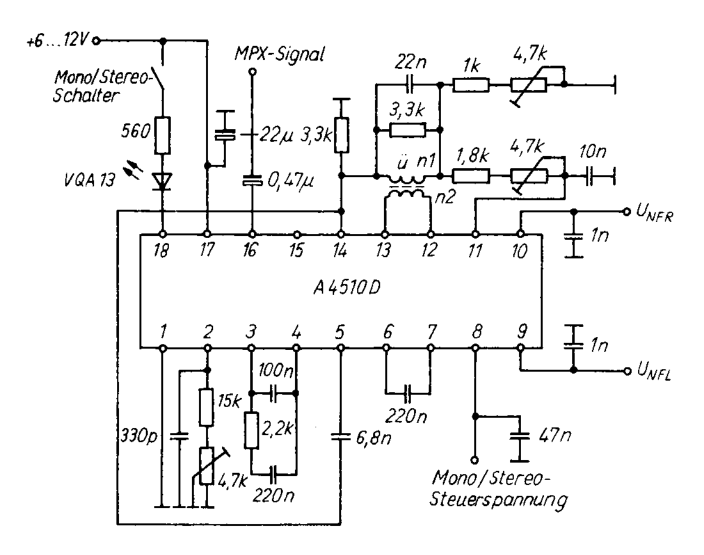


Bild 2.28 Frequenzmultiplexdekoder mit *A 4510 D*

2.4. NF-Einstellkombinationen

2.4.1. Grundsätzliches

Bei der Auslegung des NF-Teils von Rundfunk-, Phono- und Fernsehgeräten werden heute besondere Anforderungen gestellt, die sowohl immer mehr Funktionen als auch deren Fernsteuerbarkeit betreffen. Diese Anforderungen können mit Hilfe von gleichspannungsgesteuerten elektronischen Stellern sehr viel einfacher erreicht werden als mit mechanischen Bauelementen. Die Vorteile sind:

- Wegfall abgeschirmter Leitungen,
- Einsatz einfacher linearer Potentiometer an Stelle von teuren Doppelpotentiometern,
- Anordnung der Steller direkt im Signalweg möglich,
- kostengünstigere Gerätefertigung.

Die Anforderungen, die an die elektronischen Steller gestellt werden, sind:

- kontinuierliche Einstellung der Lautstärke mit großem Einstellbereich sowie eine gehörrichtige Frequenzgangkorrektur,
- kontinuierliche Balanceeinstellung,
- kontinuierliche Einstellung des Klangbildes durch ausreichendes Anheben oder Absenken bestimmter Frequenzbereiche,
- großes Signal-Rauschverhältnis,
- geringe Klirrfaktoren,
- guter Gleichlauf der Kanäle.

Dazu sind die seit einigen Jahren in Produktion befindlichen Schaltkreise *A 273* und *A 274* und neuerdings der Schaltkreis *A 1524* geeignet.

Das Anwendungsgebiet der Schaltkreise *A 273, A 274* ist wegen des engen Betriebsspannungsbereichs von 13,5...16,5 V auf netzbetriebene Geräte beschränkt.

Der Schaltkreis *A 1524* kann durch seinen großen Betriebsspannungsbereich von 7,5...16,5 V vielfältiger eingesetzt werden. Für tragbare, batteriebetriebene Geräte und besonders in Taschenempfängern werden aber nach wie vor aus Gründen des Leistungsbedarfs passive oder diskret aufgebaute NF-Einsteller eingesetzt. Die Funktion der elektronischen NF-Steller beruht auf dem Grundprinzip der Stromverteilungssteuerung, die sich gut mit Differenzverstärkern realisieren läßt. Im allgemeinen werden 2 Differenzverstärker kreuzgekoppelt, um Gleichspannungsverschiebungen am Ausgang zu vermeiden.

Solche Schaltungen bilden die eigentlichen Stellglieder in elektronischen NF-Stellern. Durch Hinzufügen von Operationsverstärkern entsteht dann die gesamte Stellerschaltung. Ein Steuerspannungskonverter verknüpft außerdem die gebräuchlichen Stellspannungswerte mit den intern benötigten Steuerspannungen. In den Schaltkreisen *A 273, A 274* und *A 1524* sind mehrere dieser Basisschaltungen kombiniert worden.

Für den Einsatz von integrierten elektronischen NF-Stellern in NF-Verstärkern sind grundsätzlich andere Kriterien anzuwenden als bei passiven Stellern. Um optimale Signalverarbeitungseigen-

schaften zu erreichen, muß die Anpassung der elektronischen Steller an die NF-Endverstärker, als auch die Berücksichtigung der NF-Quellen, sehr sorgfältig erfolgen.
Die in der TGL für NF-Verstärker festgelegten minimalen und maximalen Eingangspegel von U_{imin} = 0,2V und U_{imax} = 2V legen das erste Kriterium fest.
Mit dem minimalen Signalpegel U_{imin} = 0,2V muß bei voller Aufregelung und linearer Klangstellung bei 1kHz die Nennausgangsleistung erreicht werden. Aus Gründen eines guten Signal-Rauschabstands bei Nenneingangsspannung U_{iNenn} = 0,5V sollten bei der minimalen Eingangsspannung keine Verstärkungsreserven zugelassen werden.
Das zweite Kriterium betrifft die Anpassung der Endverstärker. Die sich beim minimalen Signalpegel von U_{imin} = 0,2V und maximal eingestellter Verstärkung ergebende, bzw. die mit dem Lautstärkeregler eingestellte, maximal zulässige Ausgangsspannung ist über einen Widerstandsteiler sorgfältig an die Endstufenempfindlichkeit anzupassen.

2.4.2. Funktionsbeschreibung *A 273 D/A 274 D*

Der *A 273 D* ist in einem 16poligen DIL-Plastgehäuse untergebracht und dient zur gleichspannungsgesteuerten Lautstärke- und Balanceeinstellung beider Kanäle in Stereoverstärkern. Außerdem ist eine Frequenzgangkorrektur für die gehörrichtige Lautstärkebeeinflussung integriert.
Weil in einem NF-Verstärker die Vollaussteuerung der Endstufe schon bei relativ kleinem Eingangssignal gewährleistet sein muß und andererseits die Eingangssignalverträglichkeit relativ groß sein soll, wurde der *A 273 D* so ausgelegt, daß eine maximale Verstärkung von 10dB im Lautstärkesteller eingestellt werden kann und mit zunehmender Abregelung eine Erhöhung der Eingangssignalverträglichkeit erfolgt.
Die beiden im *A 273* angeordneten Lautstärkeeinsteller werden von einer gemeinsamen Ansteuerschaltung bedient. Die Eingangstransistoren an (11) und (14) erhalten ihre Basisvorspannung über externe Widerstände von 270kΩ aus einer intern stabi-

lisierten Spannung an (10). Die Balancesteuerung wirkt gegensinnig auf die gleiche Ansteuerschaltung.
Zur gehörrichtigen Lautstärkebeeinflussung sind für jeden Stereokanal je ein elektronisches Potentiometer mit nachfolgendem Verstärker enthalten. Auch diese Schaltungsteile werden von einer gemeinsamen Ansteuerschaltung bedient und zusätzlich noch mit der Lautstärkesteuerspannung verknüpft.
Die Ausgänge der Lautstärkesteller liegen an (9) und (16), der Balancesteueranschluß an (12), und die Lautstärkesteuerung mit einem Einstellbereich von +10...−80dB wird über (13) ausgeführt.
Der Balanceeinstellbereich beträgt ±10dB, bei einem Steuerspannungsbereich wie beim Lautstärkesteller von 1...9V. Die beiden elektronischen Potentiometer für die gehörrichtige Lautstärkebeeinflussung werden vorzugsweise mit einer Verstärkung von 10dB dimensioniert, so daß insgesamt 20dB Verstärkung zur Verfügung stehen.
Die einzelnen Stufen sind durch Koppelkondensatoren galvanisch getrennt, die Eingangstransistoren der elektronischen Potentiometer an den Anschlüssen (1), (2), (7) und (6) erhalten ihre Basisruhespannung von den Ausgängen 3) bzw. (5). Um die gehörrichtige Lautstärkebeeinflussung einzuschalten, wird der Anschluß (4) über 820 Ω an Masse geschaltet.
Der Schaltkreis *A 274 D* ist ebenfalls in einem 16poligen DIL-Plastgehäuse untergebracht und dient mit seinen 4 elektronischen Potentiometern zur gleichspannungsgesteuerten Klangeinstellung in Stereoverstärkern.
Dabei werden immer 2 elektronische Potentiometer von einer Schaltung angesteuert. Die Außenbeschaltung der elektronischen Potentiometer bestimmt, ob diese als regelbare lineare Verstärker, Baß- oder Höheneinsteller arbeiten.
Alle Einstellfunktionen lassen sich bei einer Betriebsspannung von 15V mit externen Gleichspannungen von 1...10V an den Anschlüssen (4) und (12) steuern. Für die Schaltkreise *A 273 D* und *A 274 D* wird ein maximaler Signalpegel von 1V garantiert. Sie lassen sich aber typisch bis zu einem Signalpegel U_{eff} = 1,6...1,7V aussteuern.

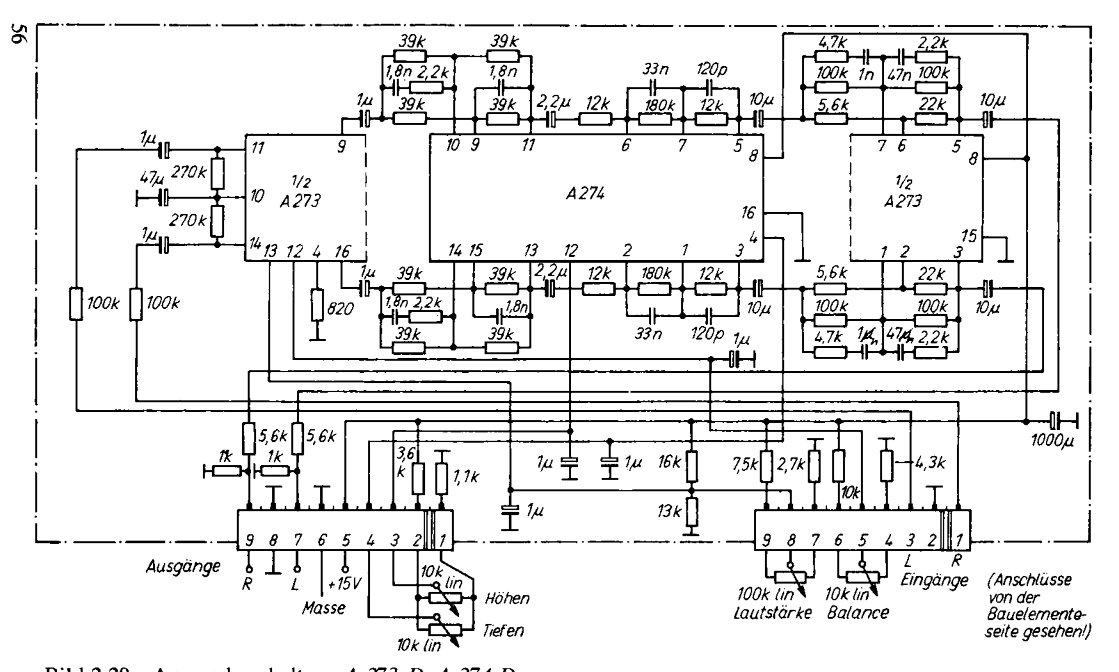


Bild 2.29 Anwenderschaltung *A 273 D, A 274 D*

2.4.3. Schaltungsbeschreibung *A 273 D/A 274 D*

Die Stellereinheit besteht aus 3 Funktionsblöcken:
- aus dem 1. Teil des *A 273 D* für die Einstellung von Lautstärke und Balance,
- aus dem 2. Funktionsblock für die Klangeinstellung mit dem Schaltkreis *A 274 D* und
- aus dem restlichen Teil des *A 273 D* ebenfalls für die Lautstärkeeinstellung, aber kombiniert mit einer gehörrichtigen Lautstärkeeinstellung, die nicht abschaltbar ist (Bild 2.29).

Die Eingangssignale werden über 100 kΩ Vorwiderstände und die Koppelkondensatoren an die Eingänge (11) und (14) geführt. Diese Eingangsspannungsteilung sichert eine Eingangssignalverträglichkeit $U_{ieff} \geqq 2$ V. Die Ausgänge des Lautstärke- und Balancestellers Anschlüsse (9) und (16) werden über Koppelkapazitäten an den Klangeinstellfunktionsblock mit dem *A 274 D* geführt, wobei der 1. Teil die Höheneinstellung und der 2. Teil die Tiefeneinstellung übernimmt.
Alle 4 Klangeinstellstufen arbeiten nach dem gleichen Prinzip. Die elektronischen Potentiometer haben jeweils 2 Eingänge und einen Ausgang. Je nach Höhe der Steuerspannung ist entweder der eine oder der andere Eingang aktiviert, so daß die Schaltung in etwa wie ein Überblendregler arbeitet. Über externe *RC*-Glieder, die zwischen dem Ausgang und den beiden Eingängen liegen, erfolgt die Gegenkopplung. Damit läßt sich der Frequenzgang in Abhängigkeit von der Steuerspannung verändern.
Die gehörrichtige Lautstärkeeinstellung ist mit dem 2. Teil des *A 273 D* aufgebaut und enthält 2 elektronische Potentiometerschaltungen, die mit geeigneten *RC*-Gliedern für die gehörrichtige Lautstärkeeinstellung beschaltet sind.
Damit erfolgt durch die Verknüpfung der Lautstärkesteuerspannung mit diesem Schaltungsteil bei Abreglung eine Anhebung der tiefen und hohen Frequenzen. Soll auf die Anhebung der hohen Frequenzen verzichtet werden, kann das RC-Glied 4,7 kΩ und 1 nF in beiden Kanälen entfallen. Die Ausgangssignale liegen an (3) und (5) und können über Koppelkondensatoren entnommen werden. Die maximal einstellbare Verstärkung beträgt

≈20 dB. Der Vorteil dieser Schaltung liegt darin, daß mit dem letzten Funktionsblock die Lautstärke mit abgeregelt wird und somit auch die Rauschspannung am Ausgang.
Der Widerstandsteiler am Ausgang hat die Aufgabe, die Einstellkombination an den Endverstärker anzupassen.

2.4.4. Schaltungsbeschreibung 3 × *A 274 D*

Die Schaltung nach Bild 2.30 ist mit 3 × *A 274 D* bestückt. Die Lautstärkesteuerung ist auch hier aufgeteilt auf die Eingangs- und Ausgangsstufe. Aus Rauschgründen wird die 1. Lautstärke-

Tabelle 2.8. Kennwerte der Anwenderschaltung nach Bild 2.29 und Bild 2.30

Parameter (U_{CC} = 15 V, f = 1 kHz)	Bild 2.29	Bild 2.30
Nenneingangsspannung U_{inenn} (Effektivwert)	0,5 V	0,5 V
Nennausgangsspannung U_{onenn} (Effektivwert)	1,3 V	1,3 V
Eingangswiderstand R_i	≥350 kΩ	≥220 kΩ
Fremdspannungsabstand a_N bei $V_u = -26$ dB	66 dB	66 dB
Klirrfaktor k	0,15 %	0,15 %
maximale Eingangsspannung U_{imax} bei U_o = 1 V, k = 0,7 % (Effektivwert)	≥2 V	≥2 V
maximale Ausgangsspannung U_{omax} bei U_i = 1 V, k = 0,7 % (Effektivwert)	1,7 V	1,6 V
Übersprechdämpfung $a_ü$ bei $U_{ieff} = U_{oeff}$ = 0,5 V	65 dB	65 dB
Balancestellbereich $V_ü$ bei $U_i = U_o$ = 100 mV	+5 / −8 dB	+9 / −12 dB
Lautstärkestellbereich $V_Ü$ bei U_i = 0,1 V	+20 / −80 dB	+16 / −80 dB
Klangstellbereich H/T $V_ü$ bei U_i = 0,1 V	± 15 dB	± 15 dB

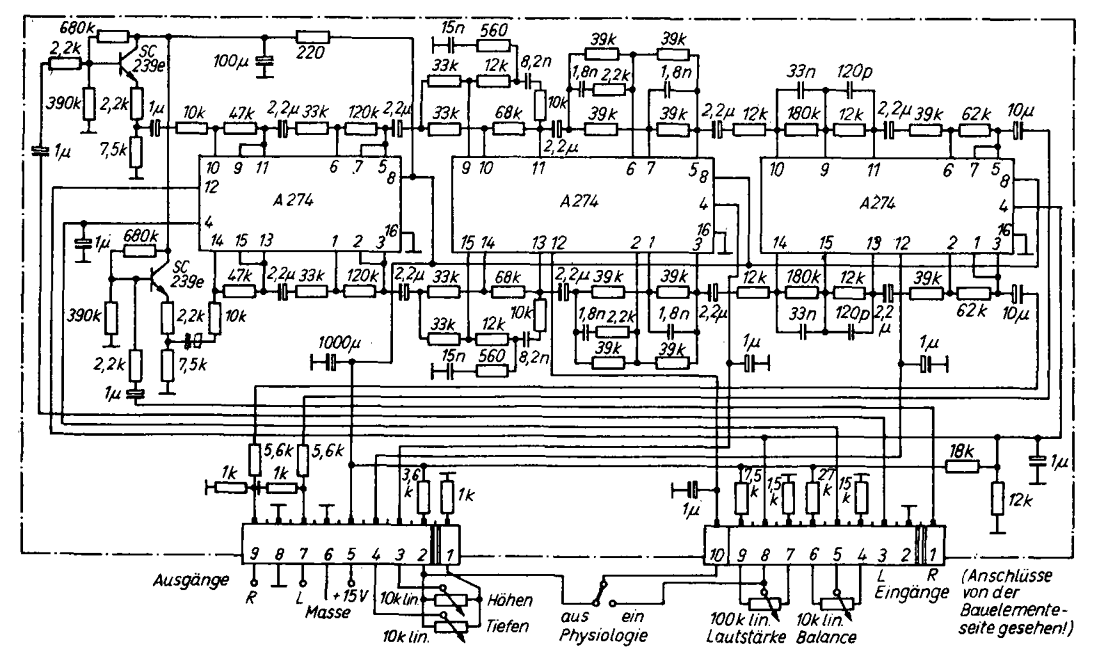


Bild 2.30 Anwenderschaltung mit 3 × *A 274 D*

steuerstufe über Emitterfolger angesteuert, womit gleichzeitig eine Eingangsimpedanz von $\geq 220\,k\Omega$ erreicht wird. Außerdem ist die Schaltung so ausgelegt, daß sich eine Eingangssignalverträglichkeit $U_{ieff} \geq 2\,V$ ergibt. Auf diese Stufe folgt die Balancesteuerung; sie ist für einen Bereich von +9...–12dB dimensioniert. Im Signalweg ist danach die gehörrichtige Lautstärkesteuerung angeordnet, das Ausgangssignal wird weitergeführt auf die Höhen- und Tiefensteuerschaltung und zuletzt auf die 2. Lautstärkesteuerstufe. Die Anordnung der Schaltungsteile und ihre Dimensionierung ist bezüglich eines hohen Signal-Rauschabstands optimiert. Auch bei dieser Schaltung sind an den Ausgängen Spannungsteiler zur Anpassung an die Endverstärker vorgesehen. Hierbei ist die gehörrichtige Lautstärkesteuerung abschaltbar. Die Kennwerte der Schaltungen in Abschnitt 2.4.3. und 2.4.4. sind in Tabelle 2.8. gegenübergestellt.

2.4.5. Funktions- und Schaltungsbeschreibung *A 1524*

Der *A 1524 D* ist ein integrierter elektronischer Stereo-NF-Einsteller für die Funktionen Lautstärke, Balance, Höhen, Tiefen und physiologische Lautstärkeeinstellung. Die Schaltung ist in einem 18poligen DIL-Plastgehäuse untergebracht und benötigt nur wenige externe Bauelemente.
Der Speisespannungsbereich reicht von 7,5...16,5V. Damit ist der Schaltkreis für gleichspannungsgesteuerte bzw. fernbedienbare Konzepte in vielen Geräten geeignet und stellt eine besonders wirtschaftliche Lösung dar.
Bild 2.31 zeigt den Übersichtsschaltplan des *A 1524 D*, wobei ein Kanal detaillierter dargestellt ist. Am Eingang des Signaltraktes befindet sich ein Spannungsfolger, der als Buffer zwischen Eingang und den weiteren Schaltungsteilen wirkt. Der nachfolgende Lautstärkesteller besteht aus einem Verstärker mit Stromausgang und einem elektronischen Potentiometer.
Die maximal mögliche Signalverstärkung beträgt ≈21dB. Auf diese Stufe wirkt außerdem die Balancesteuerung, wobei eine Verschiebung der Arbeitspunkte auf der Steuerkennlinie der Lautstärkesteller für links und rechts vorgenommen wird. Die

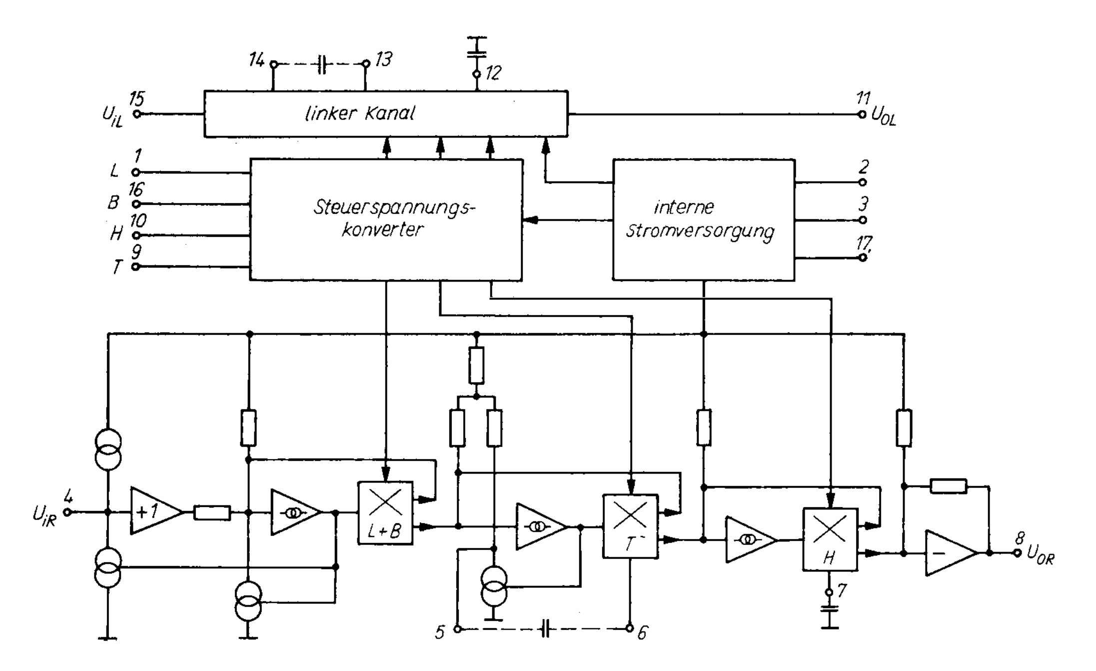


Bild 2.31 Übersichtsschaltplan *A 1524 D*

Anordnung des Lautstärkestellers am Eingang hat den Vorteil, daß einerseits eine hohe Eingangssignalverträglichkeit realisiert werden kann und andererseits bei hohen Eingangsspannungen und gleichzeitiger Anhebung im Tonsteller interne Übersteuerungen vermieden werden.
Der Nachteil, daß das Grundrauschen der nachfolgenden Klangsteller bei Abregelung nicht reduziert wird, kann kompensiert werden, indem eine definierte Verstärkung im Lautstärkesteller vorgenommen wird und so eine Verbesserung des Signal-Rauschabstands im wirksamsten Teil des Lautstärkestellbereichs erfolgt. Der Ausgang des Lautstärkestellers wird auf den Baßsteller geführt. Dieser ist ähnlich aufgebaut wie der Lautstärkesteller. Der aus (5) herausfließende frequenzabhängige Signalstrom wird in das elektronische Potentiometer eingespeist und führt abhängig von der Steuerspannung des Potentiometers durch Veränderung der Verstärkung und Gegenkopplung zu einer Tiefenanhebung bzw. Tiefenabsenkung. Die Eckfrequenz des Tiefenreglers liegt mit dem Kondensator zwischen (5) und (6) von 56nF bei ≈430Hz.
Das NF-Signal wird nun in den Höhensteller eingespeist. Auch der Höhensteller benötigt für seine Funktion nur einen Kondensator. Im Gegensatz zum Tiefensteller wird dieser Kondensator von (7) nach Masse geschaltet.
Prinzipiell liegt die gleiche Funktion wie beim Tiefensteller vor. Mit einem 15-nF-Kondensator von (7) nach Masse ergibt sich eine Eckfrequenz von ≈2,8kHz. Zur Signalauskopplung dient ein intern gegengekoppelter Operationsverstärker.
Einen weiteren Schaltungsteil stellt die interne Stromversorgung mit der Brummunterdrückung sowie der Erzeugung der Referenzspannungen intern und der Referenzspannung an (17) von ≈3,8V dar. Diese Referenzspannung dient als Oberspannung für die Stellpotentiometer. Die jeweils eingestellten Steuerspannungen an den Anschlüssen (9) – Tiefen, (10) – Höhen, (16) – Balance und (1) – Lautstärke werden über einen Steuerspannungskonverter den internen Stellgliedern beider Kanäle zugeführt. Für die gehörrichtige Lautstärkeeinstellung wird ein Teil des Tiefeneinstellbereichs des Tiefenstellers mitbenutzt. Dazu

wird bei Physiologie «EIN» die Lautstärkesteuerspannung mit der Tiefensteuerspannung im Steuerspannungskonverter verknüpft. Die für die gehörrichtige Lautstärkeeinstellung erforderliche Tiefenanhebung schränkt in dieser Funktion den Einstellbereich des Tiefenstellers ein.
Durch die definierte Belastung des Anschlusses (17) mit einem Widerstand von 2,2kΩ nach Masse wird die Physiologie ausgeschaltet. Um Knackgeräusche beim Umschalten zu vermeiden, ist ein entsprechend dimensioniertes *RC*-Glied vorgesehen.
Liegt der Ausgangsstrom $-I_{17}$ unter 0,5mA, ist die Physiologie eingeschaltet, dies ist mit Stellpotentiometerwerten von 47kΩ (linear) gegeben.
Durch die Abnahme der Potentiometeroberspannung von der internen Referenzspannung ergibt sich eine ausreichende Siebung der Steuerspannungen und gleichzeitig eine gute Temperaturstabilität der Stellerarbeitspunkte.
Zwischen den Anschlüssen (8) und (6) sowie (11) und (13) befinden sich Gleichspannungsgegenkopplungen, die den bei analogen Stellvorgängen unvermeidlichen Offset reduzieren und eine höhere Aussteuerung der Ausgänge ermöglichen. Die 0,1-μF-Kondensatoren an den Steuereingängen nach Masse sollen ein Eindringen von Störspannungen verhindern. Die Betriebsspannung für den *A 1524 D* liegt an (3), während der Kondensator an (2) zur Abblockung der internen Versorgungsspannung dient.
Die Eingangsimpedanz des *A 1524* ist abhängig von der eingestellten Verstärkung und verringert sich von 120kΩ bei Abregelung auf $\approx$12kΩ bei voller Aufreglung. Somit muß die Ansteuerung des *A 1524* mit niedriger Quellimpedanz erfolgen.
Um gleichzeitig eine hohe Eingangsimpedanz des NF-Eingangs zu erreichen, bietet sich ein Emitterfolger in Bootstrapschaltung an. Auf den Signal-Rauschabstand der Gesamtschaltung wirkt sich diese zusätzliche Transistorstufe pro Kanal kaum aus, da die dominierende Rauschspannung durch die Stromverteilungssteuerung im *A 1524* erzeugt wird.

2.4.6. Kennwerte und Abhängigkeiten des *A 1524 D*

Die Bauelemente *A 1524 D* werden bei der Fertigung in einer speziellen Meßschaltung gemessen und bewertet, die an automatische Meßsysteme angepaßt ist. Diese Meßschaltung ist Bestandteil der TGL. In der im Bild 2.32 dargestellten Schaltung wurden die typischen Kenndaten und Abhängigkeiten ermittelt; die Kenndaten sind in Tabelle 2.9. zusammengefaßt.

Tabelle 2.9. Kenndaten des *A 1524 D*

Parameter (U_{CC} = 12 V, f = 1 kHz)	Einheit	typ.	Wert
Stromaufnahme	mA	40	
maximale Verstärkung (U_i = 0,1 V)	dB	21	
maximale Abregelung (U_i = 1 V)	dB	80	
Tiefenstellumfang (U_i = 0,1 V, f = 40 Hz)	dB	+ 17,8 − 21,3	
Höhenstellumfang (U_i = 0,1 V, f = 16 kHz)	dB	+ 14,6 − 14,8	
Balancestellumfang (U_i = 0,1 V, f = 1 kHz)	dB	+ 0,32 − 41,5	− 43,7 + 0,14
Rauschspannung abgeregelt R_G = 600 Ω Rauschspannung aufgeregelt B = 15 Hz ... 15 kHz	μV μV	52 225	
Übersprechdämpfung (f = 10 kHz) R → L (Eingang offen, U_i = U_o = 1 V) L → R	dB dB	68,2 71,2	
Brummunterdrückung (R_G = 600 Ω) (A_u = 0 dB, f = 100 Hz, U_{Brumm} = 0,2 V)	dB	47	
Aussteuerfähigkeit (U_i = 0,3 V, k = 0,5 %, 1 kHz) der Ausgänge (U_i = 0,3 V, k = 1 %, 40 Hz) (U_i = 0,3 V, k = 1 %, 16 kHz) (U_{CC} = 15 V, U_i = 0,5 V, k = 0,5 %, 1 kHz)	V V V V	3,2 2,4 2,5 4,0	
Aussteuerfähigkeit (U_o = 1 V, k = 0,5 %, 1 kHz) der Eingänge (U_{CC} = 15 V, U_o = 1 V, k = 0,5 %, 1 kHz)	V V	2,5 2,5	
Klirrfaktor (U_i = 0,3 V, U_o = 1 V, 1 kHz)	%	0,13	

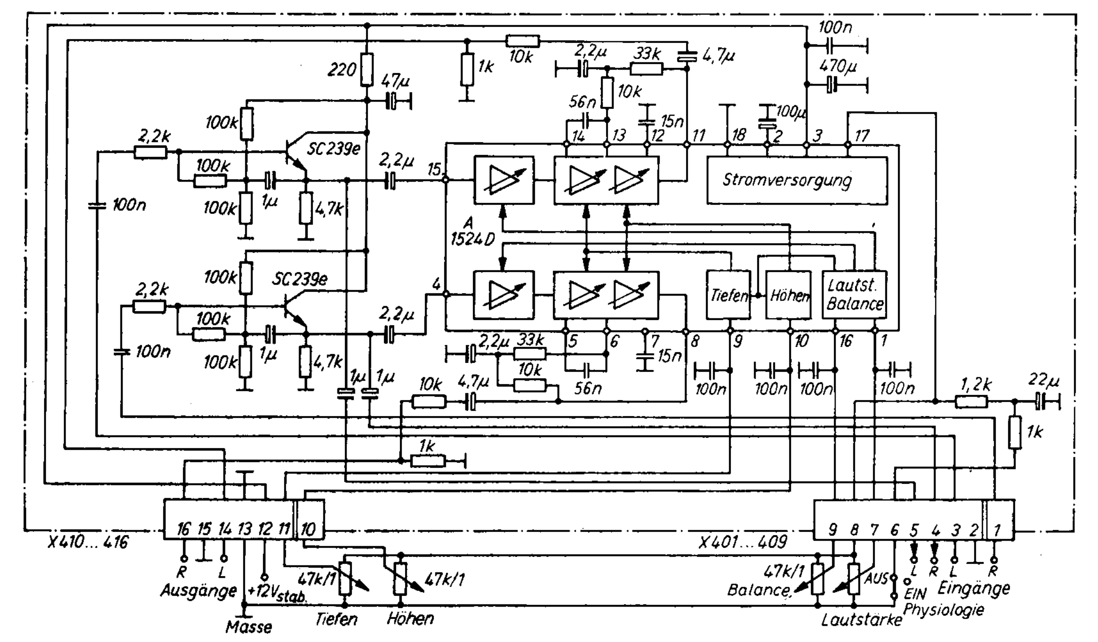


Bild 2.32 Anwenderschaltung *A 1524 D* (Baugruppe A4)

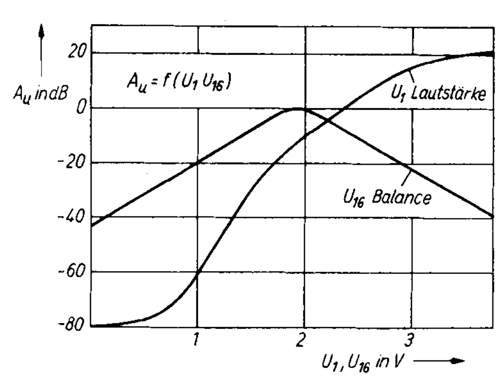


Bild 2.33 Lautstärke- und Balanceregelkurven

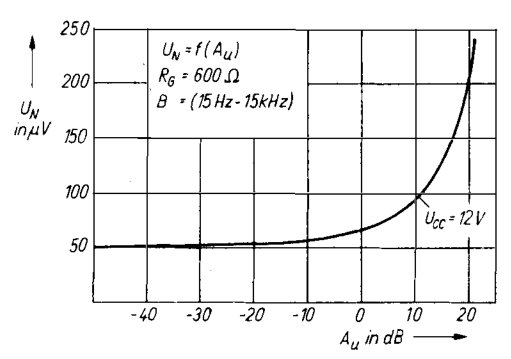


Bild 2.34 Verlauf der Ausgangsrauschspannung über A_u

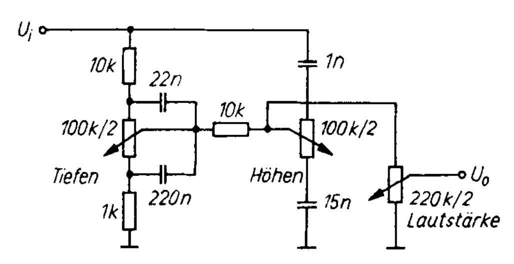


Bild 2.35 Passiver Klangeinsteller (ein Kanal)

2.4.7. Passiver Klangeinsteller

Passive Klangeinsteller werden noch in einfachen Mono- oder Stereoverstärkern und besonders in tragbaren, batteriebetriebenen Geräten aus Gründen des Leistungsbedarfs eingesetzt. In Bild 2.35 ist eine Schaltung angegeben, die folgende Daten aufweist:
Tiefenregelbereich bei f = 40 Hz ± 17 dB,
Höhenregelbereich bei f = 16 kHz ± 17 dB,
Verstärkung bei f = 1 kHz und linearer Klangstellung
$V_u = -25$ dB.

2.4.8. Aktiver Klangeinsteller

Um den Nachteil der hohen Signaldämpfung zu vermeiden, muß ein aktiver Klangsteller eingesetzt werden. Das Klangregelnetzwerk wird in der Gegenkopplung einer Verstärkerstufe angeordnet. Bild 2.36 zeigt die Schaltung: Der Eingangsemitterfolger in Bootstrapschaltung sorgt für eine hohe Eingangsimpedanz.
Mit dieser Schaltung werden folgende Daten erreicht:
Tiefenregelbereich bei f = 40Hz ± 19dB,
Höhenregelbereich bei f = 16kHz ± 17dB,
Klirrfaktor ≤ 0,5 % bei U_o ≤ 1 V, ≤0,1 % bei U_o ≤ 250mV
Verstärkung bei 1 kHz und linearer Klangstellung = 0,91.

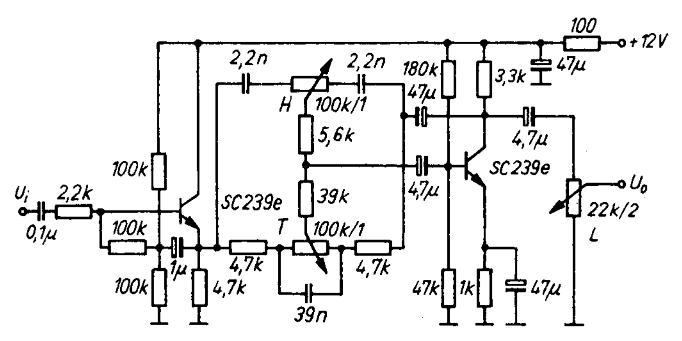


Bild 2.36 Aktiver Klangeinsteller (ein Kanal)

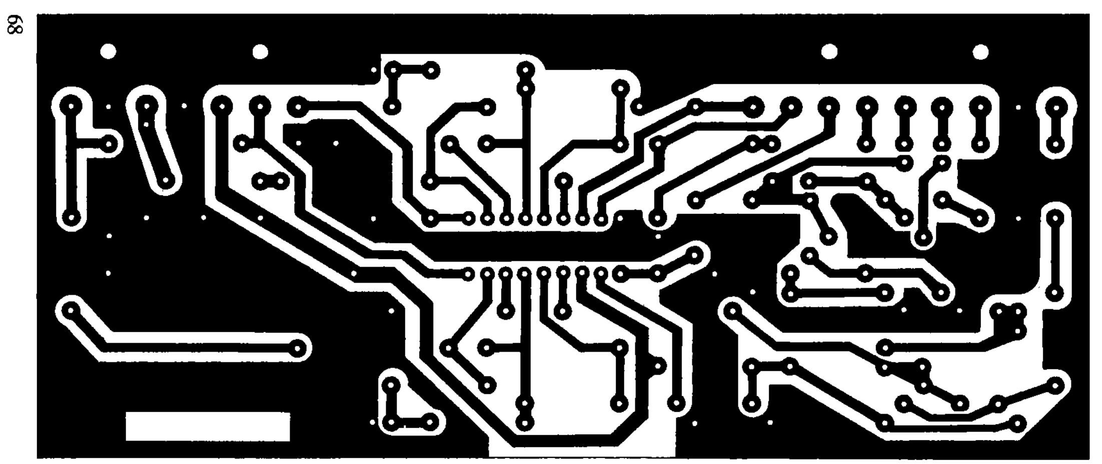


Bild 2.37 Leiterplatte der Baugruppe A4

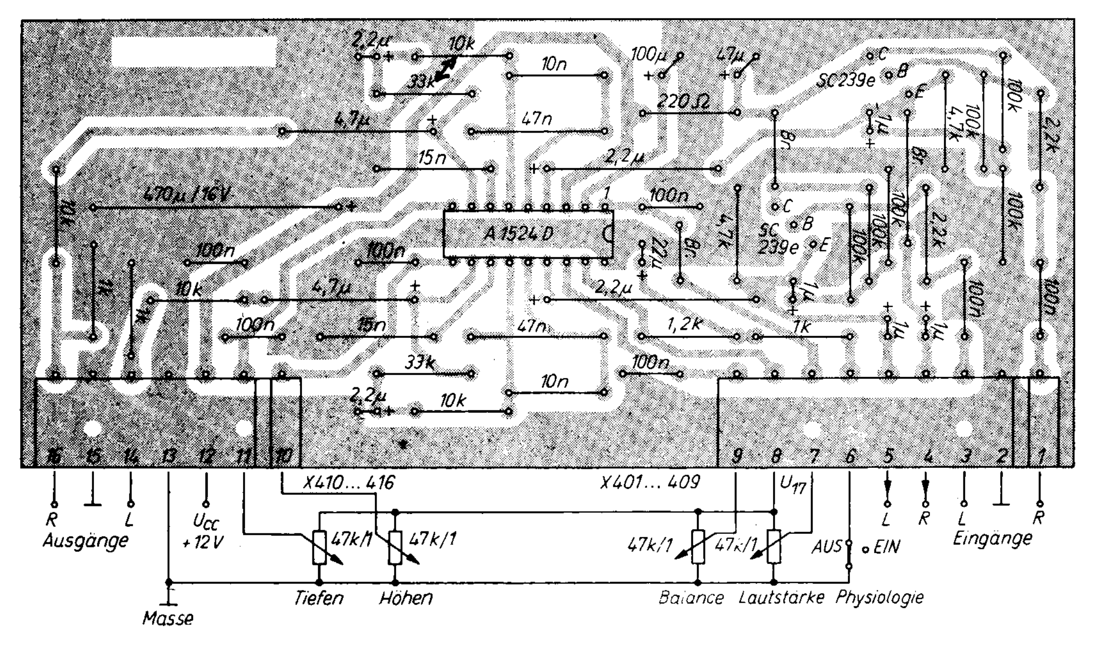


Bild 2.38 Bestückungsplan der Baugruppe A4

2.5. Doppel-NF-Leistungsverstärker *A 2000 V* und *A 2005 V*

2.5.1. Allgemeine Eigenschaften

Mit dem integrierten Doppel-NF-Leistungsverstärker *A 2000 V/ A 2005 V* wird ein neuer NF-Schaltkreis vorgestellt, mit dem man gegenüber *A 210* und *A 2030* bei Verwendung von unsymmetrischer Betriebsspannung Material und externe Bauelemente einsparen kann. Eine Reihe von integrierten Schutzschaltungen geben dem Schaltkreis eine erhöhte Betriebszuverlässigkeit. Die Schaltkreise *A 2000 V, A 2005 V* haben eine gemeinsame Grundstruktur, die sich nur in der Ruhestromaufnahme, dem intern begrenzten Ausgangsspitzenstrom als auch in der Ausgangsleistung unterscheiden. Der *A 2000 V* ist für Radiorecorder mit typisch 2 × 5 W an 4 Ω bei 14,4 V und der *A 2005 V* für Autoradios mit typisch 2 × 10 W anm 2 Ω bei 14,4 V Betriebsspannung vorgesehen. Schaltkreise mit dem Buchstaben «m» nach dem V können in der Mono-Brückenschaltung eingesetzt werden. Die *HFO*-Typen *A 2000 V, A 2005 V* haben gegenüber dem *TDA 2005 (MBA 2005)* den Vorteil eines nach kleinen Betriebsspannungen hin (4 ... 18 V) erweiterten Bereichs und Stand-by-Betrieb. Deshalb sind die *A 2000 V, A 2005 V* in ihrer elektrischen Innenschaltung den Vergleichstypen nicht voll äquivalent, wohl aber in ihrer Außenbeschaltung und Anschlußbelegung und damit austauschbar.

2.5.2. Funktionsbeschreibung

Der innere Schaltungsaufbau der *A 2000 V, A 2005 V* wird durch den im Bild 2.39 gezeigten Übersichtsschaltplan dargestellt. Das Chip befindet sich in einem 11poligen TO-220-Gehäuse, dessen Anschlußmaße nicht dem üblichen 2,5-mm-Raster entsprechen. Im Bild 2.40 wird dazu die Gehäuseskizze vorgestellt. Das an den Eingängen angelegte Signal wird über Eingangsstufe, Vorverstärkerstufe, Treiberstufe und Endstufe zum Ausgang übertragen. Dabei greifen an den verschiedenen

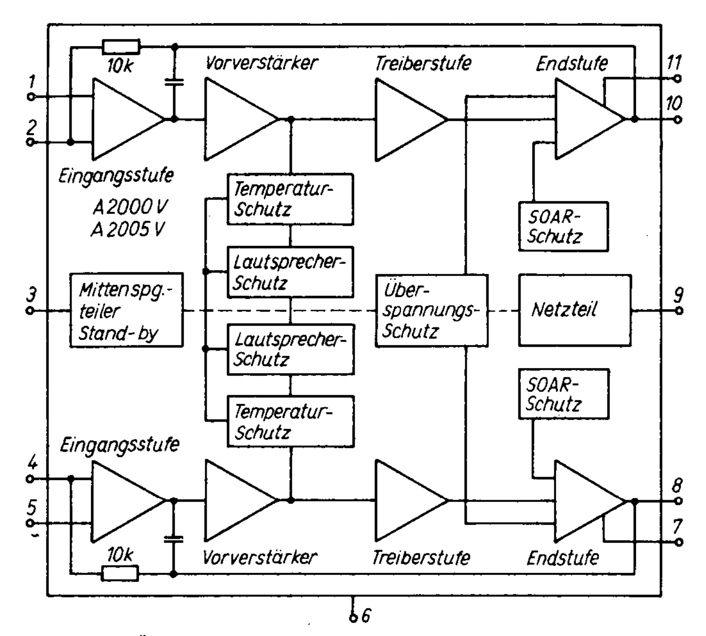


Bild 2.39 Übersichtsschaltplan *A 2000 V, A 2005 V*

Stellen die integrierten Schutzschaltungen für Temperatur, Überspannung, SOA- und Lautsprecherkurzschluß ein, die zusammen mit der Referenz und der Mittenspannungsregelung die volle Funktion des Schaltkreises sichern.

2.5.2.1. Signalweg

Die Eingangsstufe ist ein npn-Transistor in Emitterschaltung. Seine Basis liegt auf etwa 1,3 V und ist mit dem Anschluß (1)–*(5)* direkt verbunden. Deshalb ist eine galvanische Trennung zu den äußeren NF-Quellen erforderlich. Die Impedanz der Signalquellen sollte ≤47 kΩ gewählt werden, damit Streuungen des Eingangswiderstands ohne Einfluß bleiben und ein optimales

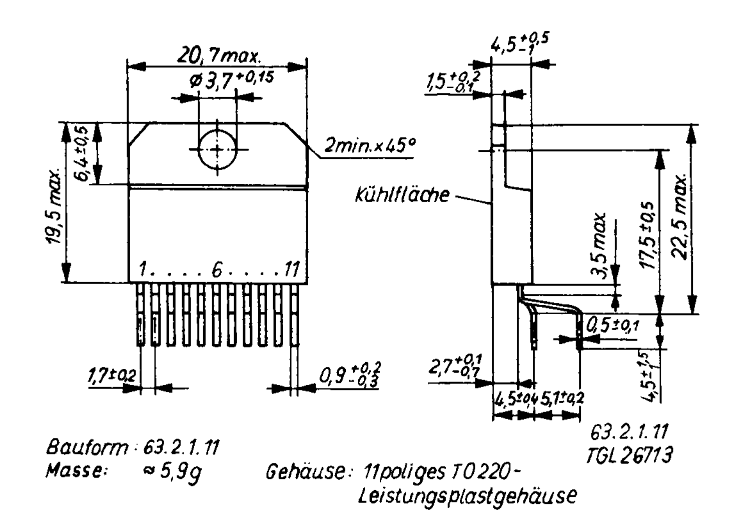


Bild 2.40 Gehäuseskizze *A 2000 V, A 2005 V*

Rauschverhalten erreicht wird. Die Grenzfrequenz ist im Vorverstärker durch interne Kondensatoren eingestellt, sie wird dadurch verstärkungsabhängig und liegt dabei immer noch weit über dem üblichen NF-Bereich. Am Gegenkopplungsanschluß (2)–*(4)* liegt eine Gleichspannung von etwa 0,65V an, die eine galvanische Trennung erfordert. Der Eingangswiderstand beträgt etwa 10kΩ. Über diesen Anschluß wird mit dem äußeren Widerstandsteiler vom Ausgang gegen Masse die Verstärkung eingestellt. Die Treiberstufen ermöglichen eine Bootstrapbeschaltung am Anschluß (11)–*(7)*. Die integrierten Bootstrapwiderstände betragen ≈75Ω. Somit kann man durch äußere Bootstrapkapazitäten eine Spannungsaufstockung vornehmen, um über die Treiberstufen eine niedrige Sättigungsspannung der «oberen» Endstufentransistoren zu erreichen. Die Gegentakt-B-Stufen sind für unterschiedliche Ausgangsspitzenströme ausgelegt und betragen $I_0 = 2{,}5$ A beim *A 2000 V* und $I_0 = 3{,}5$ A beim

A 2005 V. Der präzise geregelte Endstufenstrom beträgt für den *A 2000 V* etwa 5 mA und für den *A 2005 V* etwa 20 mA. Bei Betrieb ohne Bootstrapbeschaltung sind die Anschlüsse (11)–*(7)* auf Betriebsspannung zu legen, gleichzeitig entfällt der 120-kΩ-Widerstand zwischen (3) und (9) zur Mittenspannungskorrektur.

2.5.2.2. Schutzschaltungen

Die Schutzschaltungen sind ausschließlich zum Schutz des Schaltkreises vorgesehen. Sie dienen nicht dazu, bei der Dimensionierung anderer Schaltungsteile Einsparungen vornehmen zu können.

- Die Temperaturschutzschaltung regelt analog. Bei Inanspruchnahme wird die Ausgangsmittenspannung gegen Masse abgeregelt.
- Der Überspannungsschutz schaltet oberhalb von 18 V die Treiberstufe ab, dabei wird der obere Endstufentransistor hochohmig. Oberhalb von 28 V wird der Schaltkreis zerstört.
- Der SOA-Schutz (Safe Operating Area = sicherer Arbeitsbereich) wird aufgrund der Lastbeschaltung (Lautsprecher gegen Masse) nur für den oberen Transistor wirksam. Bei Inanspruchnahme wird die obere Halbwelle des Sinussignals abgeregelt.
- Der Lautsprecher- und Kurzschlußschutz tritt dann in Funktion, wenn ein Gleichspannungskurzschluß an den Ausgängen (10)–*(8)* gegen Masse vorliegt. Der Schaltkreis ist wieder betriebsbereit, wenn der Kurzschluß beseitigt ist. Die Ausgänge (10)–*(8)* dürfen nicht gegen Betriebsspannung kurzgeschlossen werden, denn das führt zur Zerstörung des Schaltkreises.
- Wenn einige Schutzschaltungen gleichzeitig wirken, kann es im Übergangsbereich HF-Schwingungen geben.

2.5.2.3. Referenz und Mittenspannungserzeugung

Der Schaltkreis besitzt als Referenz eine Bandgap-Quelle, wodurch die Schutzschaltungen bis etwa 4V betrieben werden können. Zur Mittenspannungskorrektur dient der 120-kΩ-Widerstand zwischen (3) und (9) bei Bootstrapbeschaltung. Unterhalb von U_{CC} = 6V ist dieser Widerstand zu verkleinern. Der Anschluß (3) ist immer mit 10μF abzublocken. Wird (3) auf Masse gelegt, erfolgt Stand-by-Betrieb. Dabei reduziert sich die Ruhestromaufnahme. Ein Schaltknack ist nicht mehr vorhanden, wenn alle Zeitkonstanten am Schaltkreis entladen sind.

2.5.3. Schaltung des NF-Verstärkers

Man kann mit den *A 2000 V, A 2005 V* Stereo-NF-Verstärker aufbauen, die die Kennwerte in Tabelle 2.10. erreichen.

2.5.3.1. Stereo-NF-Verstärker

Die Schaltung als Stereo-NF-Verstärker ist dem Bild 2.41 mit seinem Leiterplattenlayout Bild 2.42 und dem Bestückungsplan Bild 2.43 zu entnehmen. Dieser NF-Verstärker kann mit und ohne Bootstrapbeschaltung betrieben werden. Von Interesse bleibt nur noch die Änderung der Verstärkung, wobei auf die maximale Eingangsspannungsverträglichkeit U_{ieff} = 250mV Rücksicht genommen werden muß. Für eine genaue Verstärkungseinstellung muß der interne 10-kΩ-Widerstand zwischen (2)–*(4)* und (10)–*(8)* berücksichtigt werden.

$$A_u = 1 + \frac{\frac{R_{GK} \cdot R_1}{R_{GK} + R_1}}{R_2}$$

und vereinfacht:

$$A_u = 1 + \frac{R_1}{R_2} \, .$$

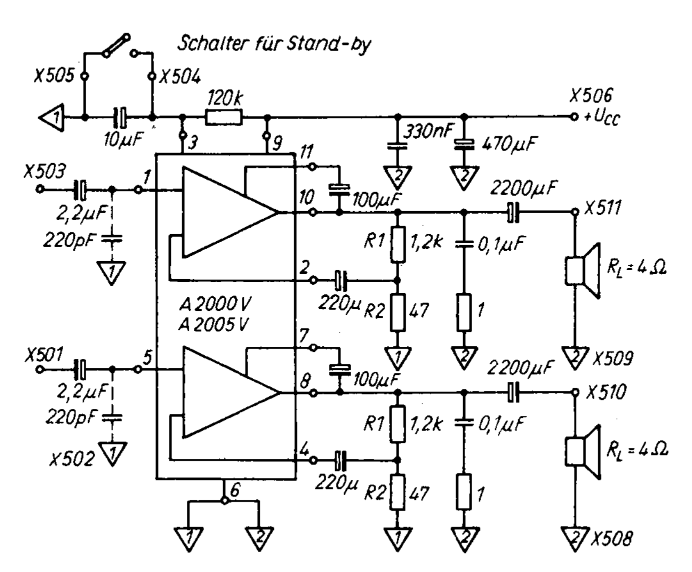


Bild 2.41 Schaltung eines Stereo-NF-Verstärkers mit *A 2000 V*/ *A 2005 V* (Baugruppe A5)

A_u – Spannungsverstärkung
R_1 – äußerer Widerstand zwischen (10–2) und *(8–4)*
R_2 – äußerer Widerstand zwischen (2–*4*) und Masse
R_{GK} = 10kΩ (interner Gegenkopplungswiderstand der IS)
Für ausreichende Stabilität sollten die Verstärkungsspannungsteiler geschaltet werden. Die *Boucherot*-Glieder 1Ω und 0,1µF sind unbedingt auf die Ausgangsmasse zu schalten.
Die untere Grenzfrequenz wird durch die Größe des Auskoppelkondensators und des Lastwiderstands bestimmt. Die obere Grenzfrequenz beträgt für die Eckpunkte des Verstärkungseinstellbereiches mit
A_u = 52dB ≈ 30kHz bzw.
A_u = 24dB ≈ 280kHz.
Eingangs- und Ausgangsmasse sind unbedingt getrennt an Anschluß (6) heranzuführen.

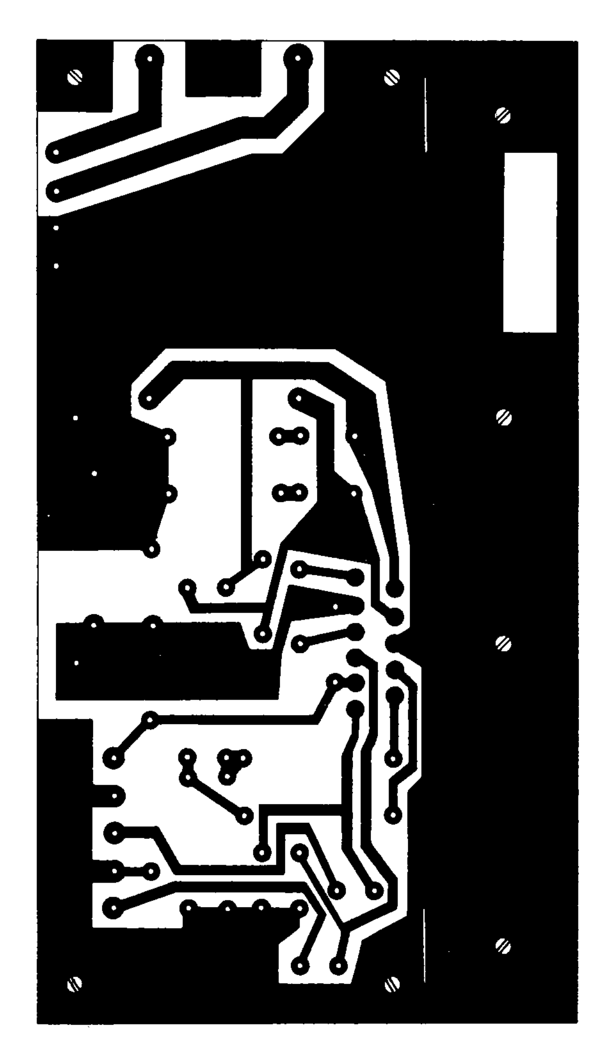


Bild 2.42 Leiterplatte für den Stereo-NF-Verstärker (Baugruppe A5)

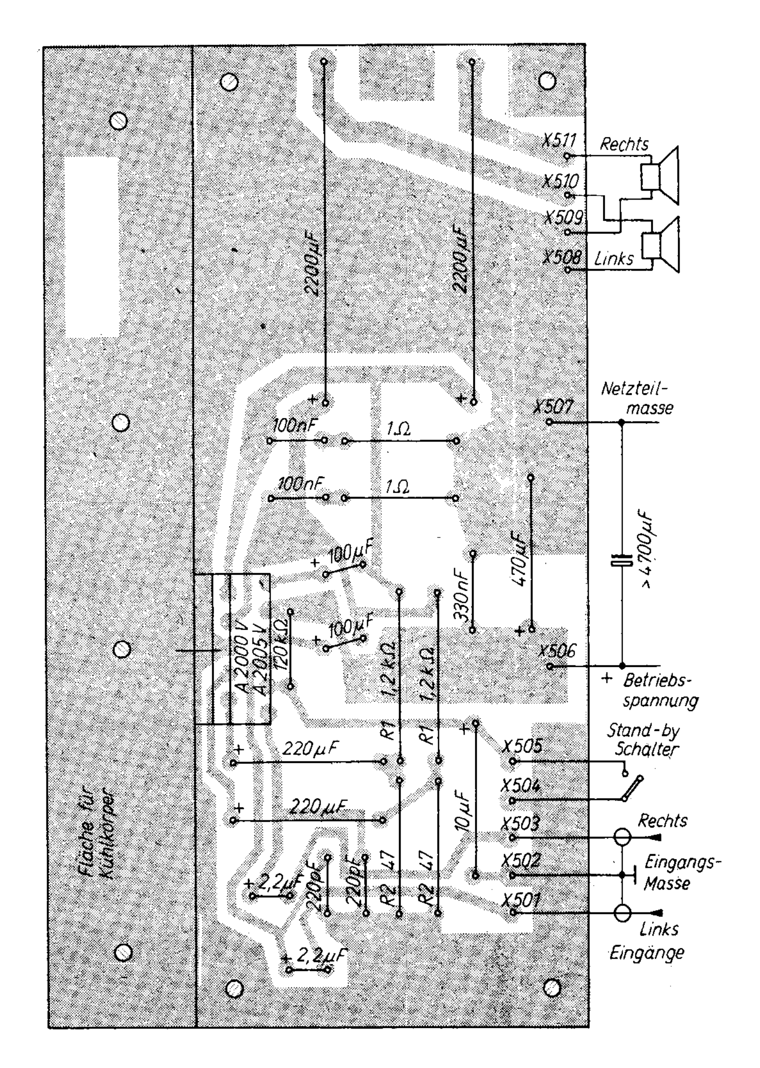


Bild 2.43 Bestückungsplan der Baugruppe A5

Tabelle 2.10. Kennwerte des *A 2000 V/A 2005 V* für U_{CC} = 14,4 V, R_L = 4 Ω, f = 1 kHz, A_K = 4 K/W, bei 25 °C

		A 2000 V	A 2005 V
Betriebsspannungsbereich in V		4 ... 18	4 ... 18
Ruhestrom in mA	im Betrieb	< 40; typ. 28	< 115; typ. 55
	stummgeschaltet	typ. 4,0	typ. 3,6
Ausgangsspitzenstrom in A intern begrenzt		< 2,5	< 3,5
Ausgangsmittenspannung in V		6,6 ... 7,8; typ. 7,2	6,6 ... 7,8; typ. 7,2
Ausgangsmittenspannungs-abweichung in mV für «m»-Typ		< 100; typ. 40	< 100; typ. 30
Ausgangsleistung in VA (k = 10%)		> 5,0; typ. 6,3	> 6,0; typ. 6,4
Klirrfaktor in % für P_o = 50 mW		< 1,0; typ. 0,25	< 1,0; typ. 0,15
Leerlaufverstärkung in dB		typ. 83	typ. 84
Eingangswiderstand in kΩ	1(5)	> 70; typ. 100	> 70; typ. 180
	2(4)	typ. 10	typ. 10
Eingangsrauschspannung in μV R_G = 10 kΩ, BW = 20 ... 20000 Hz		typ. 3,0	typ. 4,0
Grenzfrequenz (−3 dB) in kHz		> 20; typ. 70	> 20; typ. 85
Übersprechen in dB U_o = 4 V; R_G = 10 kΩ		typ. 58	typ. 58
Brummspannungsunterdrückung in dB, U_{mod} = 0,5 V, f = 100 Hz, R_G = 10 kΩ		typ. 51	typ. 47
Abschalttemperatur der Schutz-schaltung in °C für P_o = 6 W		typ. 155	typ. 150
Abschaltspannung für Über-spannungsschutz in V		typ. 20,6	typ. 20,4
maximale Gleichspannung in V		28	28
Ausgangsleistung in Brücken-schaltung in VA bei k = 10 %			
	U_{CC} = 14,4 V		typ. 21,3
	U_{CC} = 10,5 V	typ. 10,9	

2.5.3.2. Mono-Brückenschaltung

Um eine möglichst hohe Ausgangsleistung bei geringer Betriebsspannung zu erzielen, kann die im Bild 2.44 dargestellte Schaltung verwendet werden. Bild 2.45 zeigt das zugehörige Leiterplattenlayout und Bild 2.46 den Bestückungsplan. Es eignen sich dazu die Schaltkreise *A 2000 Vm* und *A 2005 Vm.*
Brückenverstärker erzeugen gegenüber Einzelverstärkern unter gleichen Betriebsbedingungen etwa die 4fache Ausgangsleistung. Dabei muß beachtet werden, daß die angelegte Betriebsspannung und der maximal zulässige Ausgangsspitzenstrom der Gegentakt-B-Endstufe und deren Sättigungsspannung den unteren Grenzwert des zulässigen Lastwiderstands bestimmen.

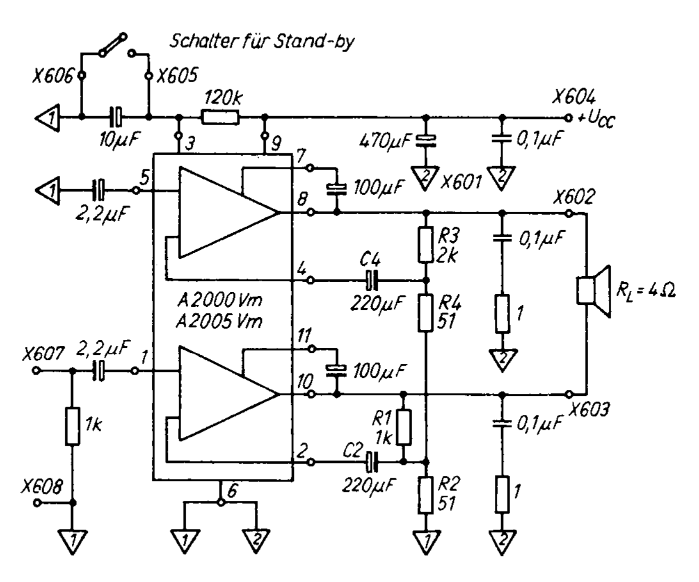


Bild 2.44 Schaltung eines Mono-Brückenverstärkers mit *A 2000 Vm/ A 2005 Vm* (Baugruppe A6)

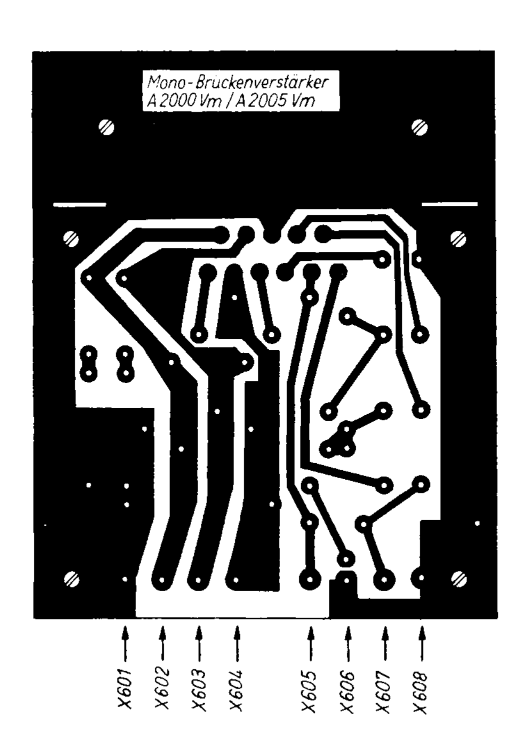


Bild 2.45 Leiterplatte für den Mono-Brückenverstärker

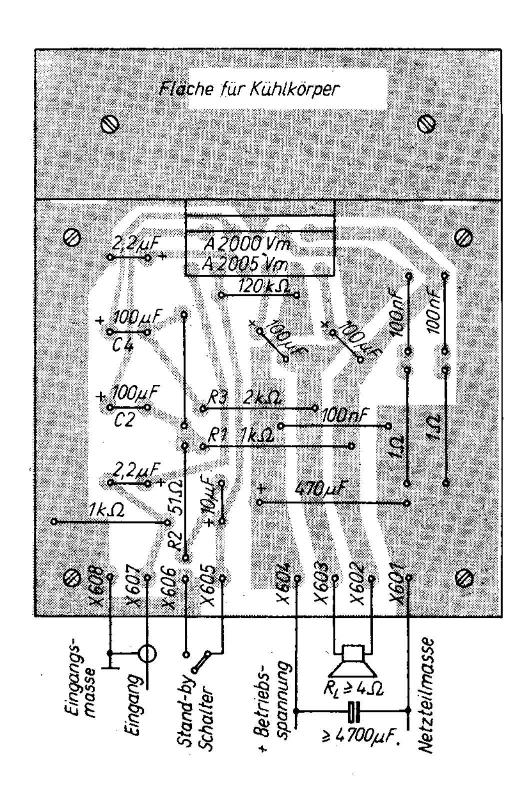


Bild 2.46 Bestückungsplan der Baugruppe A6

Es gilt:

$$R_{Lmin} = \frac{U_{CC} - 2 \cdot U_{CEsat}}{I_{omax}} .$$

R_{Lmin} = minimaler Lastwiderstand

I_{omax} = 2,5 A *(A 2000 Vm)*; = 3,5 A *(A 2005 Vm)*

U_{CEsat} = 2 V *(A 2000 Vm, A 2005 Vm)*

Mit dem Gegenkopplungsnetzwerk dieser Schaltung (Bild 2.44) wird mit R_1, R_2, R_3, R_4, C_2 und C_4 die Verstärkung eingestellt. Dazu gilt dann:

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_1}{\frac{R_2 \cdot R_4}{R_2 + R_4}} + \frac{R_3}{R_4} .$$

Mit der Annahme $R_2 = R_4$ und $R_3 = 2 \cdot R_1$ vereinfacht sich die Gleichung zu:

$$A_u = 4 \cdot \frac{R_1}{R_2} .$$

In der Mono-Brückenschaltung verändern sich einige Kennwerte. So verringert sich die maximale Eingangsspannungsverträglichkeit auf U_{ieff} = 125 mV. Deshalb wird zur Pegelanpassung an das Klangstellermodul auf dem Mono-Brückenschaltungsmodul der 1-kΩ-Widerstand zum Eingang parallelgeschaltet.
Da keine Auskoppelkondensatoren vorhanden sind, wird die Ausgangsmittenspannungsabweichung auf 100 mV begrenzt. Diese Ruhespannung kann ein 4-Ω-Lautsprecher ohne weiteres auf Dauer vertragen. Auch in der Mono-Brückenschaltung ist eine Stand-by-Beschaltung möglich.

2.5.4. Hinweise zur Kühlkörperdimensionierung

Ausführliche Hinweise zur Kühlkörperdimensionierung sind in [25] beschrieben. Für die Dimensionierung noch einige Anmerkungen: Der thermische Innenwiderstand des 11poligen TO-220-

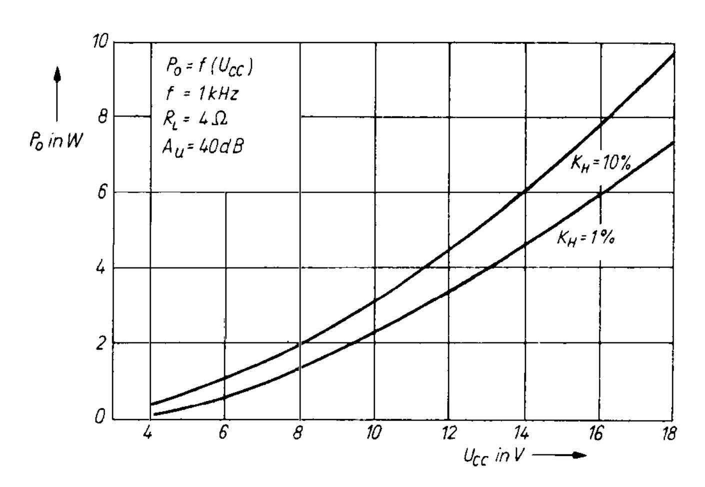


Bild 2.47 Ausgangsleistung als Funktion der Betriebsspannung bei Stereobetrieb *(A 2000 V, A 2005 V)*

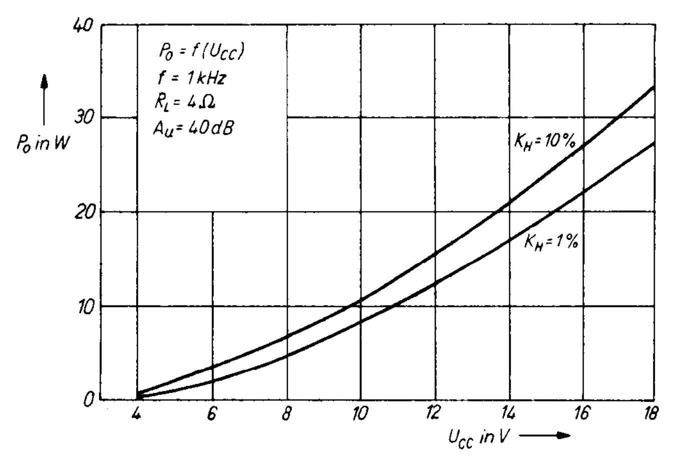


Bild 2.48 Ausgangsleistung als Funktion der Betriebsspannung bei Mono-Brückenbetrieb *(A 2000 Vm, A 2005 Vm)*

Gehäuses beträgt $R_{thjc} \leq 3$ K/W. Für den Betrieb ohne Kühlkörper ist ein Wärmewiderstand von $R_{thja} \leq 50$ K/W zu beachten. Der Schaltkreis muß mechanisch spannungsfrei montiert werden. Dazu sind am Kühlkörper und auf der Platine entsprechende Vorbereitungen zu treffen. Der Kühlkörper ist in der Nähe des Masseanschlusses (6) zu erden. Die Verlustleistung berechnet man aus der geforderten Ausgangsleistung. Aus den Bildern 2.47 und 2.48 kann man bei vorgegebener Betriebsspannung für einen Lastwiderstand von 4 Ω die NF-Leistung entnehmen. In 1. Näherung gilt die vereinfachte Formel:

$$P_{tot} = \frac{\Sigma P_o}{F} + (U_{CC} \cdot I_{CC})$$

Es bedeuten:
P_{tot} = Verlustleistung des Schaltkreises (in W)
ΣP_o = Summe der NF-P_o bei $k_{NF} = 10\,\%$ (in W)
F = Mit Bootstrapbeschaltung $F = 2$
ohne Bootstrapbeschaltung $F = 1{,}6$
U_{CC} = Betriebsspannung (in V)
I_{CC} = maximale Ruhestromaufnahme (in A)

Damit kann der Wärmewiderstand des Kühlkörpers berechnet werden:

$$R_{thk.} = \frac{150\,°C - \vartheta_a}{P_{tot}} - R_{thjc}$$

ϑ_a = Umgebungstemperatur (maximal 70 °C)
Beim Einbau des Kühlkörpers in ein geschlossenes Gehäuse sollte der Kühlkörper bis zu 30 % überdimensioniert werden.

2.5.5. Stromversorgung des NF-Verstärkers

Die Stromversorgung der NF-Verstärker kann durch Trockenbatterien, Autoakkumulator oder durch ein Netzteil erfolgen. Wichtig dabei ist, für die gewählte Ausgangsleistung den erforderlichen Strom bereitzustellen, den man aus den Bildern 2.49 und 2.50 entnehmen kann.

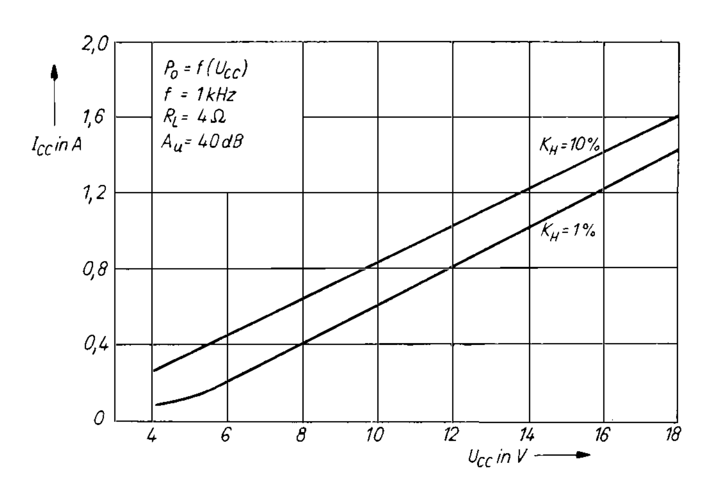


Bild 2.49 Stromaufnahme als Funktion der Betriebsspannung bei Stereobetrieb mit Aussteuerung bei $K_{\mathrm{H}} = 10\ \%$

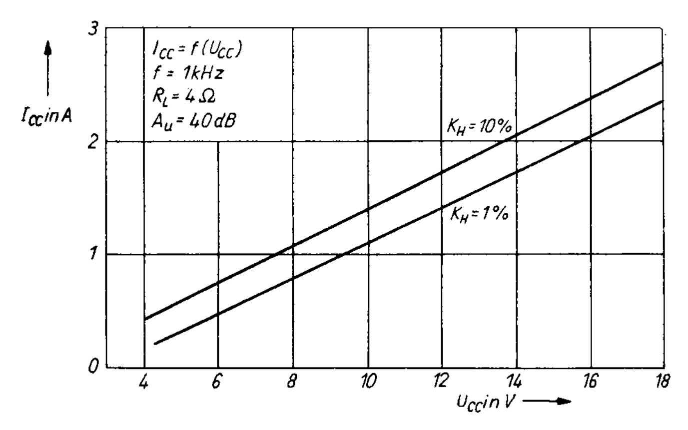


Bild 2.50 Stromaufnahme als Funktion der Betriebsspannung bei Mono-Brückenbetrieb mit Aussteuerung bei $K_{\mathrm{H}} = 10\ \%$

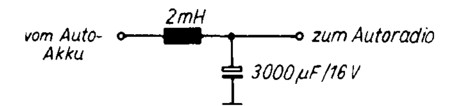


Bild 2.51 *LC*-Filter für zusätzliche Störunterdrückung beim Einsatz der *A 2005 V* im Kraftfahrzeug

- Bei Verwendung von Trockenbatterien sollte für die bei der Aussteuerung auftretenden Stromspitzen eine genügend große Speicherkapazität parallelgeschaltet werden.
- Beim Einsatz in Kraftfahrzeugen ist es sinnvoll, über ein *LC*-Filter nach Bild 2.51 den Empfänger direkt am Akkumulator anzuschließen.
- Bei netzbetriebenen Geräten sind für den Netztrafo unbedingt getrennte Wicklungen für Empfangs- und Klangmodule und Endstufenmodule vorzusehen. Die sekundäre Leerlaufspannung sollte $U_{\sim}$ = 14,7V bei unstabilisiertem Netzteil nicht übersteigen; für jedes Ampere Gleichstrom sind etwa 3300µF vorzusehen. Dabei ist das Netzteil niederohmig auszulegen und mit kurzen Leitungen direkt mit dem NF-Endstufenmodul zu verschalten.

2.5.6. Zusammenbau und Inbetriebnahme

Nach dem Fertigstellen der Leiterplatte folgt die Kühlkörpermontage. Erst dann wird sie mit den Bauelementen bestückt. Wird die Betriebsspannung zugeschaltet, kann eine Kontrolle der anliegenden Gleichspannungen an den Schaltkreisanschlüssen nach Tabelle 2.11. durchgeführt werden.

2.5.7. Lautsprecher und Boxen

An die Schaltkreise können aufgrund des geringen Innenwiderstands der Gegentakt-B-Endstufe von ≈70 mΩ alle 4-Ω-Lautsprecher oder Boxen angeschaltet werden.

Tabelle 2.11. Gleichspannungspegel für die IS *A 2000 V* und *A 2005 V*

Anschluß		Gleichspannung	
1	Eingang (1)	$2 \times U_{BE}$ (1,3 V)	
2	Gegenkopplungs-Eingang (1)	$1 \times U_{BE}$ (0,65 V)	
3	Mittenspannung (Stand-by)	$\frac{U_{CC}}{2} + 2\,U_{BE}$	
4	Gegenkopplungs-Eingang (2)	$1 \times U_{BE}$ (0,65 V)	
5	Eingang (2)	$2 \times U_{BE}$ (1,3 V)	
6	Masse		
		mit Bootstrap	ohne Bootstrap
7	Bootstrap (2)	$U_{CC} - U_{BE}$	U_{CC}
8	Ausgang (2)	$\frac{U_{CC}}{2}$	$\frac{U_{CC} - U_{BE}}{2}$
9	Betriebsspannung	U_{CC}	U_{CC}
10	Ausgang (1)	$\frac{U_{CC}}{2}$	$\frac{U_{CC} - U_{BE}}{2}$
11	Bootstrap (1)	$U_{CC} - U_{BE}$	U_{CC}

In der Brückenschaltung werden durch die direkte Lautsprecherkopplung besonders die tiefen Töne gut wiedergegeben. Die verwendeten Lautsprecherboxen sollten immer eine etwas größere Leistung aufweisen, damit sie bei der akustischen Wiedergabe einen geringeren Klirrfaktor haben.

3. Empfängerschaltungen

Auf der Grundlage der in den einzelnen Bauelementebeschreibungen gemachten Angaben und mit den erprobten Einsatzschaltungen empfehlen die Autoren im folgenden 2 Empfängerkonzepte. Die Anpassung der Signalpegel wurde in den einzelnen Baugruppen vorgenommen, so daß optimale Ergebnisse erreichbar sind. Insbesondere die NF-Baugruppen der Heimempfängervariante sind bezüglich des erreichbaren Störabstands sorgfältig dimensioniert und erreichen dadurch sehr gute Gebrauchswerteigenschaften.

3.1. Stereokofferempfänger

Bild 3.1 zeigt die Schaltung des vorgeschlagenen Portabel-Konzepts, wobei die Baugruppen unverändert eingesetzt werden können (in Baugruppe A1 – Bild 2.8 – ist der Koppelkondensator an X 106 umzupolen). Für den UKW-Tuner sind alle handelsüblichen Varianten einsetzbar. Jedoch ist darauf zu achten, daß die AFC-Diode mit ihrer Katodenseite von X 111 angesteuert wird. Erprobt wurde die Schaltung mit dem Tuner *441303* (2 × *SF 235*). Der ZF-Lastwiderstand R_L im Bild 2.8 ($\approx 62\,\Omega$) wird so gewählt, daß man eine Tunerverstärkung von etwa 26dB erreicht.

Da für das AM-Teil der AM-Drehkondensator (2 × 330pF) des UKW-Tuners verwendet wird, sind die Ferritantenne und die Oszillatorspulen entsprechend zu wählen. Im vorliegenden Beispiel wurde die Antenne des Kofferempfängers *Contura 2500* und selbstgewickelte Oszillatorspulen mit den Werten $L_3 = 155\,\mu H$ und $L_4 = 8{,}3\,\mu H$ verwendet. Bei Einsatz handelsüblicher Oszillatorspulen ist nur deren Primärwicklung zu nutzen.

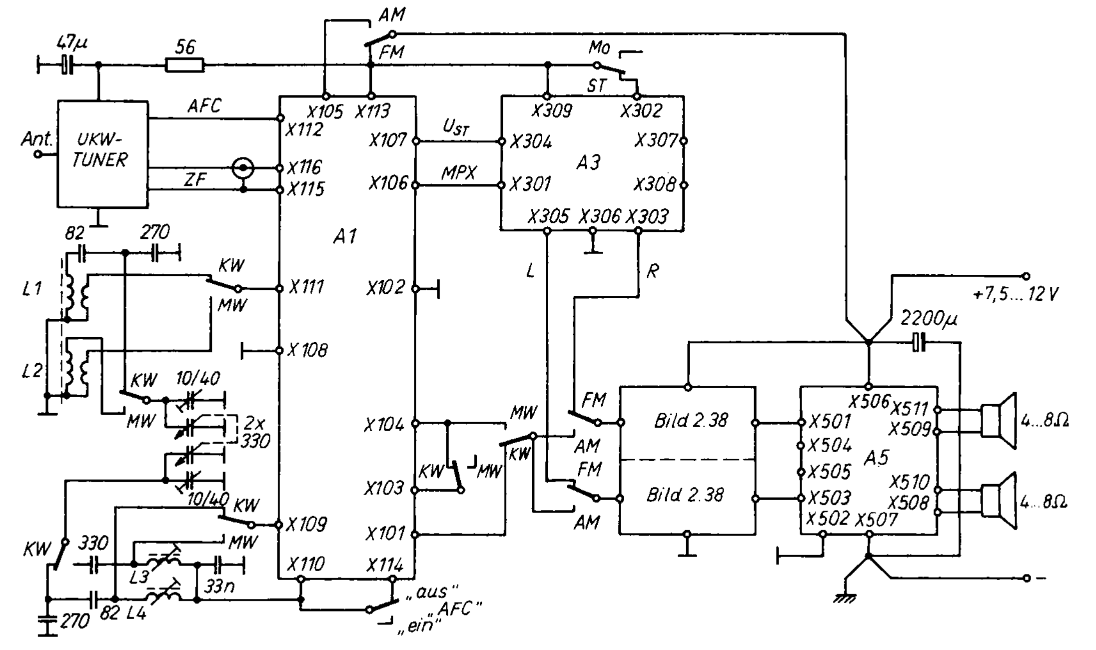


Bild 3.1 Schaltung eines Stereokofferempfängers

Die Empfangsbereiche dieser Schaltung sind:
UKW 87,5 ... 100 MHz
MW 510 ... 1620 kHz
KW 5,85 ... 6,25 MHz (49-m-Band)
Im AM-Betrieb werden vor allem im MW-Bereich durch die speziellen Eingangsstufen des *A 4100 D* gute Eingangsempfindlichkeiten erreicht (typ. 0,5 mV/m bei 20 dB Störabstand).
Bei FM wird der Stereodekoder (A3) durch die Feldstärkeausgangsspannung an X 107 (A 1) in seiner Stereobandbreite gesteuert, so daß sich bei Empfang von schwachen Sendern ein günstiges Rauschverhalten ergibt. Man erreicht bei $U_i = 20 \mu V$ 46 dB und bei $300 \mu V \approx 70$ dB Störabstand. Bei richtigem Abgleich der Phasenkompensation in Baugruppe A3 können Kanaltrennungen von 40 dB (!) verwirklicht werden. Im Monobetrieb liegt die Grenzempfindlichkeit bei dem sehr guten Wert von $\approx 0{,}8 \mu V$.

Abgleichhinweise
- Tuner nach Herstellerangaben.
- Übersprechdämpfung mit entsprechendem Stereocoder und sehr gutem UKW-Meßsender auf Maximum mit R_2 und R_3 in A3. Ein amateurmäßiges Hilfsmittel ist der Abgleich nach Gehör bei entsprechendem Programminhalt.
- Mono-Stereo-Überblendung mit 25 kΩ an X 107 in A1 bei: $U_{iHF} \approx 30 \mu V$ auf U_{ST} (an X 107) von $\approx 0{,}65$ V bzw. bei Empfang eines schwachen Senders mit Stereosignal nach individueller Einschätzung.
- Der AM-Abgleich erfolgt wie üblich bei MW [4] mit L_2; L_3 und den Trimmern 10/40 pF, bei KW mit L_1; L_4 bei Bandmitte.

3.2. Stereoheimempfänger

Im Bild 3.2 ist eine Zusammenschaltung der Baugruppen aus den vorangegangenen Abschnitten zu einem hochwertigen Stereoheimempfänger wiedergegeben. Für den UKW-Tuner, dem Eingangsteil des Gerätes, ist zweckmäßigerweise eine industriell gefertigte Baugruppe zu verwenden.

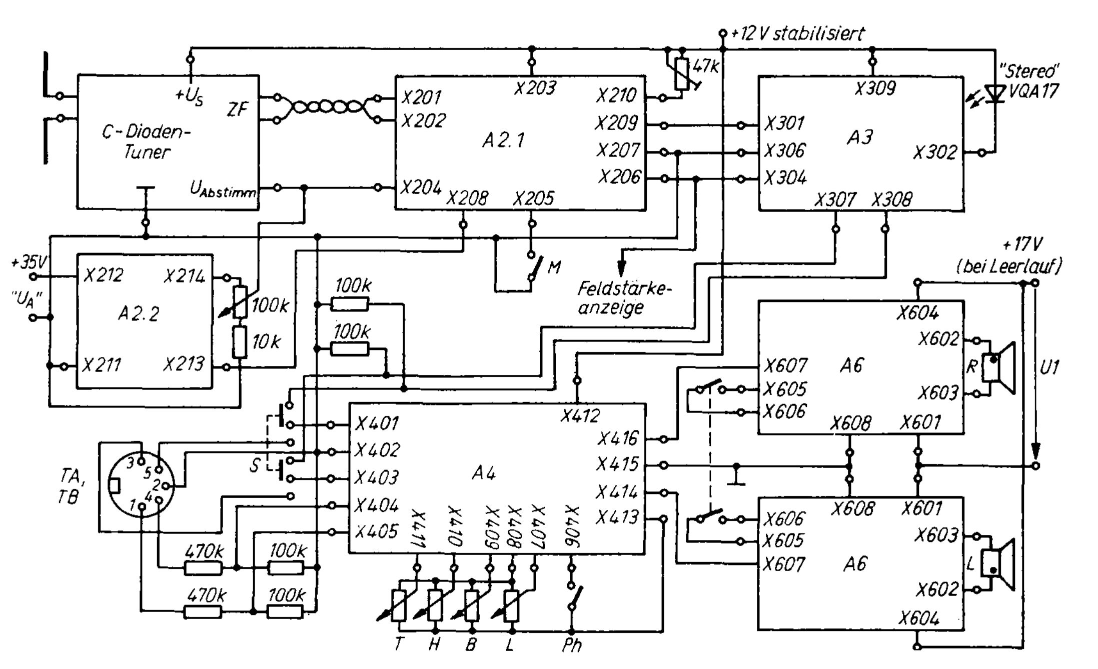


Bild 3.2 Schaltung eines Stereoheimempfängers

Die entsprechende Beschaltung ist den Veröffentlichungen, z. B. in rfe aus Gerätebeschreibungen bzw. Serviceanleitungen, zu entnehmen. Der Signalweg (Tuner, ZF-Modul, Stereodekoder, Klang- und Lautstärkesteller-Modul sowie NF-Leistungsverstärker) wurde in diesem Bild auch in seiner Leitungsführung zweckentsprechend dargestellt. Die Spannung für das Abstimmspannungs-AFC-Modul sollte an den Punkten für «U_A» angeschlossen werden. In jedem Fall ist sowohl die Masse für «U_A» als auch für die Versorgungsspannung +12V an den Kleinsignalstufen anzuschließen.
Wie im Abschnitt 2.5. beschrieben, ist die Spannungszuführung der Endverstärker besonders sorgfältig auszuführen. Es ist daher unbedingt zu empfehlen, für die Versorgung der Endstufen eine vom übrigen Stromversorgungsteil getrennte Transformatorwicklung und Gleichrichtung vorzusehen. Der negative Anschluß wird dann direkt mit der Endstufenmasse verbunden. Zwischen den Massen der beiden Endstufen (X 601) ist eine kurze kräftige Verbindung zu schaffen. Die Endstufenmasse ist mit den Massen der übrigen Module im NF-Modul sinnvoll verbunden. Im Stromversorgungsteil sind die Massepotentiale unbedingt getrennt zu halten. Der Abgleich ist entsprechend den Erläuterungen in den einzelnen Kapiteln vorzunehmen.
Der Schalter M (Muting) setzt, wird er geschlossen, die Stummschaltung im ZF-Modul außer Kraft, während der Schalter Ph beim Schließen die «physiologische Lautstärkeregelung» ausschaltet. Der Abgleich der oberen Tunerfrequenz wird bei Potentiometerendstellung (U_{Amax}) am 4,7-kΩ-Steller auf dem Abstimmspannungsmodul (Bild 2.18) vorgenommen. Die untere Bandgrenze kann danach (falls erforderlich) bei Potentiometerendstellung (U_{Amin}) durch Änderung des 10-kΩ-Widerstands zwischen Potentiometer und Masse korrigiert werden (s. Bild 3.2).
Der Schalter «S» dient der Anschaltung einer Tonabnehmer-/Tonbandbuchse. Die Leitungen zur Buchse sind bei längerer Leitungsführung geschirmt auszuführen.
Auf der Modulplatte «NF-Brückenschaltung» nach Bild 2.44 befindet sich am Eingang ein Widerstand von 1kΩ. Dieser

Widerstand dient der Pegelanpassung bei Verwendung dieser Schaltung im vorgestellten Konzept. Bei anderen Anwendungsfällen des Moduls kann er entfallen.
Soll eine manuelle Abschaltung der AFC vorgesehen werden, ist auf dem ZF-Modul der Kondensator 0,22μF zwischen X 204 und Schaltkreisanschluß (2) durch eine Brücke zu ersetzen. Der Kondensator ist dann außerhalb des Moduls zwischen der Abstimmspannung und X 204 anzuordnen. Ein Schalter zwischen X 204 und X 207 setzt im geschlossenen Zustand die AFC außer Betrieb. Ist er geöffnet, arbeitet wieder die automatische AFC-Abschaltung.

4. Literatur

[1] *H. Jüngling*, Eigenschaften und Einsatzmöglichkeiten der AM-Empfängerschaltung A 244 D. In: radio fernsehen elektronik 27 (1978) 4, S. 212–216

[2] *H. Jüngling*, AM-FM-Empfängerschaltkreis A 4100 D. In: radio fernsehen elektronik 35 (1986) 3, S. 149–152

[3] *H. Jüngling, H.-P. Karrasch*, AM-FM-Empfängerschaltkreis A 4100 D; PLL-Stereodekoder-Schaltkreis A 4510 D. Information-Applikation, Mikroelektronik Heft 39, KdT Frankfurt (Oder)

[4] Für den Service: Stereoradiorecorder SKR 700. In: radio fernsehen elektronik 35 (1986) 8, S. 507–512

[5] *A. Dietze; H. Kriedt*, AM-FM-Empfängerbaustein TDA 4100. In: Funktechnik 37 (1982) 5, S. 197–201

[6] Fachbereichsstandard-TGL 43156: Bipolarer AM-FM-ZF-Verstärker-Schaltkreis A 4100 D

[7] *B. Gutsche*, A 225 D FM-ZF-Verstärker. Information-Applikation, Mikroelektronik Heft 24, KdT Frankfurt (Oder)

[8] *D. Dahms*, LED-Ansteuerschaltkreis A 277 D. Information-Applikation, Mikroelektronik Heft 10, KdT Frankfurt (Oder)

[9] Fachbereichsstandard-TGL 35798: Bipolarer ZF-Verstärkerschaltkreis A 225 D

[10] Service-Amateurinformation (85): Stereosteuergerät RS 5001 HiFi. In: radio fernsehen elektronik 31 (1982) 5, S. 303–308

[11] Für den Service: HiFi-Tuner FERA T 150 und HiFi Stereoverstärker FERA V 150. In: radio fernsehen elektronik 32 (1983) 6, S. 371–375

[12] Für den Service: Stereosteuergerät SR 2410. In: radio fernsehen elektronik 33 (1984) 12, S. 777–784

[13] *L.-P. Barck,* A 4510 D-Stereodekoderschaltkreis. 11. Halbleiterbauelemente-Symposium, Frankfurt (Oder) 1985 Referat

[14] Fachbereichsstandard-TGL 43158; Bipolarer Stereodekoder-Schaltkreis A 4510 D

[15] *H. Peschl,* Signal-Rauschabstände bei Mono- und Stereoübertragung. In: Funktechnik 37 (1982) 10, S. 430

[16] *J. Schulze,* Aktive RC-Allpässe. Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 170. In: Elektronik 12, 14. 6. 85, S. 85 ff

[17] *W. Moortgat-Pick; R. Schiffel,* Rundfunk-Stereo-Übertragung (UKW-Stereophonie). In: Funkschau 2-1985, Funkschau 3-1985, Funkschau 4-1985

[18] *H.-P. Karrasch,* Integrierter PLL-Stereodekoder-Schaltkreis A 290 D. Information-Applikation, Mikroelektronik Heft 3, KdT Frankfurt (Oder)

[19] *P. Bockelmann; W. Westendorf,* Valvo Bericht Band XIV, Heft 1, Juni 1974

[20] *P. Edelmann,* Integrierte Lautstärke- und Klangeinsteller A 237 D und A 274 D. In: radio fernsehen elektronik 28 (1979) 12

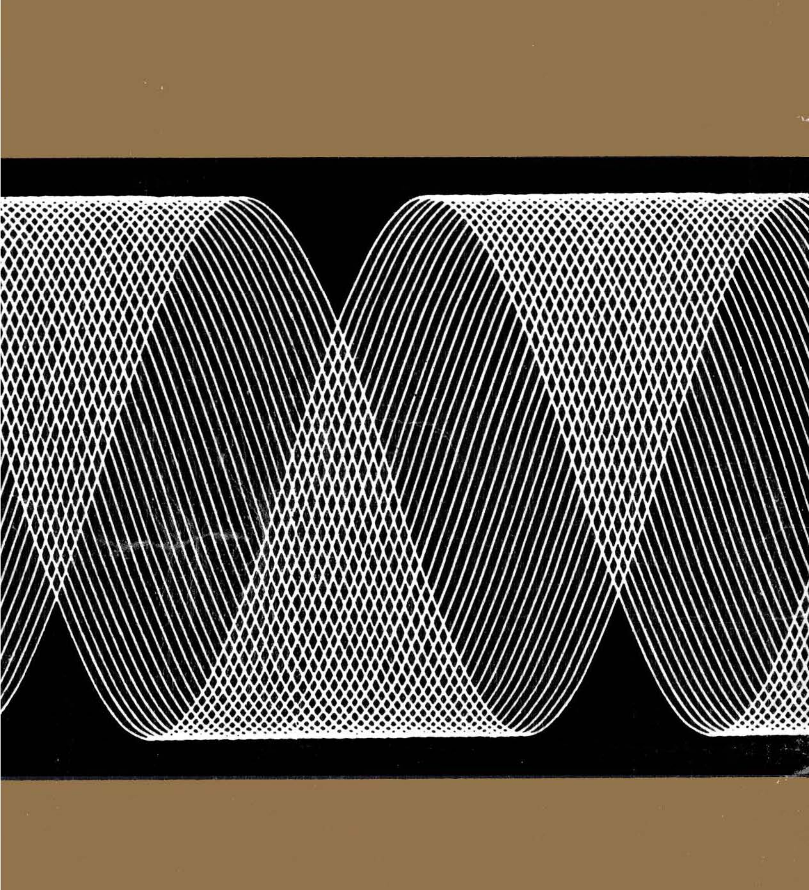
[21] *P. Edelmann; H. Jahn,* Integrierte Einstellschaltkreise A 273 D, A 274 D. Information-Applikation, Mikroelektronik Heft 7, KdT Frankfurt (Oder)

[22] *U. Tietze; Ch. Schenk,* Halbleiterschaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York 1974

[23] *W. Eckert; E.-A. Kilian,* Wirkungsweise und Anwendung elektronischer Steller und Schalter. In: Funktechnik 38 (1983) 12, S. 508–511

[24] *H. Jahn,* Integrierte Doppel-NF-Verstärker A 2000 V, A 2005 V. In: radio fernsehen elektronik 35 (1986) 3, S. 158 ff

[25] *H. Hantzsch,* Wärmeableitung in Halbleitern. electronica 161, Berlin 1978



ISBN 3-327-00558-3